

Székely Gyula
Túrócs László-Zsolt

Villamos, elektronikus és virtuális mérések

Székely Gyula
Túros László-Zsolt

**Villamos,
elektronikus
és virtuális mérések**

Székely Gyula
Túros László-Zsolt

Villamos, elektronikus és virtuális mérések

Scientia Kiadó
Kolozsvár·2020

sapientia
tankönyvek

műszaki tudományok



Felelős kiadó:

dr. Kása Zoltán

Lektorálta:

dr. Losonczi Lajos (Marosvásárhely)

Első magyar nyelvű kiadás: 2020

©Scientia 2020

Minden jog fenntartva, beleértve a sokszorosítás, a nyilvános előadás, a rádió- és televízióadás, valamint a fordítás jogát, az egyes fejezeteket illetően is.

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a României

SZÉKELY, GYULA

Villamos, elektronikus és virtuális mérések / Székely Gyula, Túrós László-Zsolt.

- Cluj-Napoca : Scientia, 2020

Conține bibliografie

ISBN 978-606-975-036-0

I. Túrós, László-Zsolt

004

TARTALOMJEGYZÉK

Előszó	19
1 A mérések alapjai	21
1.1 Mérendő mennyiségek	22
1.2 Mértékegységek, mértékegységrendszerek	23
1.3 Mérőeszközök	27
1.3.1 Referenciák, etalonok	27
1.3.2 Mérőműszerek és mérőáramkörök	30
1.3.3 Mérőrendszerek	31
1.4 Mérés módszerek	31
1.5 Mérés hibák és hibaszámítás	34
1.5.1 A mérési hibák forrásai	35
1.5.2 A mérési hibák típusai	38
1.5.3 A mérési hibák számítása	42
2 Elektromechanikus mérőműszerek	49
2.1 Állandómágnesű (lengőtekercsű) műszer	53
2.1.1 Az állandómágnesű műszer mérési határának bővítése. Amper- és voltmérők, ohmmérők	55
2.1.2 Diódás mérési egyenirányítók	59
2.1.3 Multiméterek	61
2.2 Elektrodinamikus és ferodinamikus mérőműszerek	63
2.3 Lággyvas mérőműszerek	66
2.4 Indukciós energiamérők	68
3 Mérőhidak és kompenzátorok	73
3.1 Egyenáramú hidak	73
3.1.1 A Wheatstone-híd	73
3.1.2 A Thomson (Kelvin) kettős híd	77
3.2 Váltakozóáramú mérőhidak	80
3.3 Mérőkompenzátorok	84

4 Villamos mennyiségek mérése	87
4.1 Villamos feszültség mérése	87
4.1.1 Feszültségmérő transzformátorok (feszültségváltók)	88
4.1.2 Zajos jelek feszültségének mérése	91
4.2 Áramerősségek mérése	95
4.2.1 Hall-érzékelős árammérők	96
4.2.2 Áram mérése mérőtranszformátorral (áramváltó)	98
4.2.3 Magas frekvenciájú és gyors tranziensű áramok mérése	101
4.3 Villamos teljesítmény mérése	103
4.3.1 Aktív teljesítmény mérése háromfázisú hálózatokban	106
4.3.2 Meddő teljesítmény mérése háromfázisú hálózatokban	109
4.3.3 Teljesítmény mérése mérőtranszformátorok beiktatásával	111
4.4 Villamos energia mérése	114
4.5 Villamos áramköri elemek paramétereinek a mérése – impedanciamérés	119
4.5.1 Az impedanciák mérésének általános módszerei	122
4.5.1.1 Impedanciamérés feszültség-összehasonlítással	122
4.5.1.2 Impedanciamérés áram-összehasonlítással	123
4.5.1.3 Impedanciamérés mérőhidakkal	124
4.5.2 Mérővezetékek befolyása az impedanciamérésre	125
4.5.3 Ellenállás mérése	127
4.5.3.1 Ellenállás mérése volt- és ampermérővel	127
4.5.3.2 Ellenállás mérése összehasonlító módszerrel	129
4.5.4 Induktivitások mérése	130
4.5.4.1 Öninduktivitás mérése amper- és voltmérővel	131
4.5.4.2 Kölcsönös induktivitás mérése	133
4.5.4.3 Induktivitás mérése váltóáramú hidakkal	134
4.5.5 Villamos kapacitás mérése	138
4.5.5.1 Üzemi kapacitásmérési módszerek	138
4.5.5.2 Kapacitás mérése váltóáramú mérőhidakkal	141
5 Elektronikus mérőműszerek analóg jelfeldolgozó áramkörei	145
5.1 Attenuátorok, csillapítók	145
5.2 Mérőerősítők	150
5.2.1 Alapkapcsolások műveleti erősítőkkel	152
5.2.2 Túlfeszültség-védett mérőerősítők	157
5.2.3 Szabályozható erősítésű mérőerősítők	159
5.2.4 Szigetelt bemenetű mérőerősítők	163

5.3	Lineáris váltófeszültség-átalakítók	167
5.3.1	Csúcs egyenirányítók	168
5.3.2	Lineáris középérték-egyenirányítók	171
5.3.3	Lineáris effektívérték-átalakítók	174
5.4	Fázisérzékeny egyenirányítók	178
5.5	Analóg szorzók-multiplikátorok	182
5.5.1	Kvadratikus szorzók	184
5.5.2	Impulzusmodulációs szorzó	184
5.5.3	Logaritmus és exponenciáló erősítővel működő szorzó	186
5.6	Linearizáló áramkörök	189
5.7	Mintavételező áramkörök	195
6	Analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók	199
6.1	Analóg-digitális és digitális-analóg átalakítóknál használt bináris kódok	201
6.1.1	Unipoláris bináris kódok	202
6.1.1.1	Természetes bináris kód (Natural Binary)	202
6.1.1.2	Skálázott bináris kód (Scaled Binary)	203
6.1.1.3	Gray-kód	204
6.1.1.4	Binárisan kódolt decimális kód (BCD – Binary Coded Decimal)	205
6.1.2	Bipoláris bináris kódok	206
6.1.3	Kettes komplement kód (Two's complement code)	207
6.1.4	Többletes kód (Shifted binary)	207
6.2	Digitális-analóg (DAC) átalakítók	208
6.2.1	Súlyozott ellenállású digitális-analóg átalakítók	210
6.2.2	R-2R létrát alkalmazó DAC	213
6.2.3	DAC súlyozott kapcsolt kapacitásokkal	217
6.2.4	Szigma-delta modulációs digitális-analóg átalakítók	218
6.3	Analóg-digitális átalakítók	221
6.3.1	Sorozatos megközelítéses analóg-digitális átalakítók	225
6.3.2	Párhuzamos (flash) analóg-digitális átalakítók	230
6.3.3	Integráló feszültség-idő analóg-digitális átalakítók	233
6.3.4	Feszültség-frekvencia analóg-digitális átalakító	238
6.3.5	Szigma-delta modulációs analóg-digitális átalakítók	242
7	Elektronikus mérőműszerek és mérések	249
7.1	Digitális multiméterek	255

7.2	Oszilloszkópok	259
7.2.1	Analóg oszcilloszkópok	260
7.2.2	Digitális tároló oszcilloszkóp	266
7.3	Spektrumanalizátorok	272
7.3.1	Hardver alapú spektrumanalizátorok	273
7.3.2	Szoftver alapú spektrumanalizátorok	276
7.4	Egyetemes számlálók, frekvenciamérők	278
7.5	Elektronikus impedanciamérők	283
7.5.1	Impedancia-összehasonlításra alapuló műszerek	283
7.5.2	Q-mérők	287
7.6	Jelgenerátorok	291
7.6.1	Színuszjelű generátorok	292
7.6.2	Hullámalak-jelgenerátorok	295
7.6.3	Zajgenerátorok	296
7.6.4	Impulzusgenerátorok	301
7.7	Torzításmérők	303
7.8	Hálózatanalizátorok	308
7.8.1	Hálózati energiaminőség-analizátorok	308
7.8.2	Középfrekvenciás hálózatanalizátorok	313
7.8.3	Rádiófrekvenciás hálózatanalizátorok	317
7.9	Digitális jelek és rendszerek mérése	328
7.9.1	Logikai analizátorok	329
7.9.2	Digitális mintagenerátorok	332
7.9.3	Bithibamérő eszközök	335
8	Virtuális mérések	339
8.1	Elektronikus mérőműszerektől a virtuális mérőrendszerekig	339
8.1.1	A VI történetének rövid áttekintése	340
8.1.2	Virtuális mérőrendszerek felépítése és működése	342
8.1.3	A virtuális mérőrendszer architektúrája	343
8.1.4	Szabványos mérőinterfészek és protokollok a virtuális mérőrendszerek HW-kialakítására	346
8.1.4.1	RS-232	346
8.1.4.2	CAN hálózat	346
8.1.4.3	GPIB (IEEE 488) mérőinterfész	349
8.1.4.4	USBTMC mérőinterfész	350
8.1.4.5	PXI mérőinterfész	351
8.1.4.6	VXI mérőinterfész	353
8.1.4.7	LXI mérőinterfész	354

8.1.5 Szabványos szoftverinterfészek és protokollok	355
8.1.5.1 SCPI	355
8.1.5.2 VISA	356
8.2 LabVIEW alapú virtuális mérések	359
8.2.1 LabVIEW-szoftver- alapfogalmak és építőelemek	359
8.2.1.1 LabVIEW VI Előlap (Front Panel)	359
8.2.1.2 LabVIEW VI Blokk Diagram (Block Diagram)	360
8.2.1.3 Dataflow programozás	364
8.2.1.4 Adattípusok és konverziók	365
8.2.1.5 Futtatás és hibakeresés	366
8.2.1.6 Programozási struktúrák felépítése	366
8.2.1.7 Soros kommunikáció megvalósítása LabVIEW-ben	369
8.2.1.8 GPIB kommunikáció megvalósítása LabVIEW-ben	371
8.2.2 Virtuális mérőrendszerek felépítése	371
8.2.2.1 Jelek generálása LabVIEW-ben	371
8.2.2.2 Jelek feldolgozása és mérése LabVIEW-ben	372
8.2.3 Automata mérőrendszerek felépítése	376
8.2.4 Automata mérőrendszerek programozása	378
 Irodalomjegyzék	 383
 Abstract	 391
 Rezumat	 393
 A szerzőkről	 395

CONTENTS

1. The basics of measurements	21
1.1. Quantities to be measured	22
1.2. Units of measurement, systems of measurement units	23
1.3. Measuring tools	27
1.3.1. References, benchmarks	27
1.3.2. Measuring instruments and circuits	30
1.3.3. Measuring systems	31
1.4. Measurement methods	31
1.5. Measurement errors and calculation of errors	34
1.5.1. Sources of measurement errors	35
1.5.2. Types of measurement errors	38
1.5.3. Calculation of measurement errors	42
2. Electromechanical measuring instruments	49
2.1. Permanent magnet moving coil instrument	53
2.1.1. Extending the measuring range of the permanent magnet instrument. Ammeters and voltmeters, ohmmeters	55
2.1.2. Diodes-based measuring rectifiers	59
2.1.3. Multimeters	61
2.2. Electrodynamic and ferrodynamic measuring instruments	63
2.3. Soft iron measuring instruments	66
2.4. Induction-type energy meters	68
3. Measuring bridge circuits and compensators	73
3.1. DC bridges	73
3.1.1. The Wheatstone bridge	73
3.1.2. The Thomson (Kelvin) double bridge	77
3.2. AC measuring bridges	80
3.3. Measuring compensators	84
4. Measurement of electrical quantities	87
4.1. Measurement of electrical voltage	87

4.1.1. Voltage transformers	88
4.1.2. Measuring the voltage of noisy signals	91
4.2. Measurement of electrical currents	95
4.2.1. Current meters with Hall effect current transducer	96
4.2.2. Current measurement using current transformers	98
4.2.3. Measurement of high-frequency and fast transient currents	101
4.3. Electrical power measurement	103
4.3.1. Active power measurement in three-phase power networks	106
4.3.2. Reactive power measurement in three-phase power networks	109
4.3.3. Electrical power measurement using instrument transformers	111
4.4. Electrical energy measurement	114
4.5. Measurement of the parameters of electrical circuit elements – impedance measurement	119
4.5.1. General methods for measuring impedances	122
4.5.2. Influence of test leads on impedance measurement	125
4.5.3. Resistor measurement	127
4.5.4. Measurement of inductances	130
4.5.5. Electrical capacitance measurement	138
5. Analog signal processing circuits in electronic measuring instruments	145
5.1. Attenuators	145
5.2. Measuring amplifiers	150
5.2.1. Basic circuits using operational amplifiers	152
5.2.2. Overvoltage protected measuring amplifiers	157
5.2.3. Measuring amplifiers with adjustable gain	159
5.2.4. Isolation amplifiers	163
5.3. Linear alternating current converters	167
5.3.1. Peak detectors	168
5.3.2. Linear average value rectifier	171
5.3.3. Linear RMS value converters	174
5.4. Phase-sensitive rectifiers	178
5.5. Analog multipliers	182
5.5.1. Quadratic multipliers	184
5.5.2. Pulse width and amplitude-modulated multiplier	184

5.5.3. Logarithmic and exponential amplifier multiplier	186
5.6. Linearization circuits	189
5.7. Sampling circuits	195
6. Analog-to-digital and digital-to-analog converters	199
6.1. Binary codes used in analog-to-digital and digital-to-analog converters	201
6.1.1. Unipolar binary codes	202
6.1.2. Bipolar binary codes	206
6.1.3. Two's complement code	207
6.1.4. Shifted binary	207
6.2. Digital-to-analog converters	208
6.2.1. Weighted resistor digital-to-analog converters	210
6.2.2. The R-2R resistor ladder based DAC	213
6.2.3. Switched, weighted capacitor DAC	217
6.2.4. Sigma-delta modulation digital-to-analog converters	218
6.3. Analog-to-digital converters	221
6.3.1. Successive approximation analog-to-digital converters	225
6.3.2. Parallel (flash) analog-to-digital converters	230
6.3.3. Integrating voltage-time analog-to-digital converters	233
6.3.4. Voltage-frequency analog-to-digital converters	238
6.3.5. Sigma-delta modulation analog-to-digital converters	242
7. Electronic measuring instruments and measurements	249
7.1. Digital multimeters	255
7.2. Oscilloscopes	259
7.2.1. Analog oscilloscopes	260
7.2.2. Digital storage oscilloscope	266
7.3. Spectrum analyzers	272
7.3.1. Hardware spectrum analyzers	273
7.3.2. Software spectrum analyzers	276
7.4. Universal counters, frequency meters	278
7.5. Electronic impedance meters	283
7.5.1. Instruments based on impedance comparison	283
7.5.2. Q-meters	287
7.6. Signal generators	291
7.6.1. Sine wave generators	292
7.6.2. Waveform signal generators	295

7.6.3. Noise signal generators	296
7.6.4. Impulse signal generators	301
7.7. Distortion meters	303
7.8. Network analyzer	308
7.8.1. Power quality network analyzers	308
7.8.2. Medium-frequency network analyzers	313
7.8.3. Radio frequency network analyzers	317
7.9. Measurement of digital signals and systems	328
7.9.1. Logic analyzers	329
7.9.2. Digital pattern generators	332
7.9.3. Bit error rate testers	335
8. Virtual measurements	339
8.1. From electronic measuring instruments to virtual measuring systems	339
8.1.1. A brief overview of the history of VI	340
8.1.2. The structure and function of virtual measurement systems	342
8.1.3. The architecture of the virtual measurement system	343
8.1.4. Standard measurement interfaces and protocols for the hardware design of virtual measurement systems	346
8.1.5. Standard software interfaces and protocols	355
8.2. LabVIEW-based virtual measurements	359
8.2.1. LabVIEW software – basic concepts and building blocks	359
8.2.2. Structure of virtual measurement systems	371
8.2.3. Structure of automated measuring systems	376
8.2.4. Programming of automated measuring systems	378
References	383
Abstract	391
About the authors	395

CUPRINS

1. Bazele măsurărilor	21
1.1. Mărimi de măsurat	22
1.2. Unități de măsură, sisteme de unități de măsură	23
1.3. Mijloace de măsurare	27
1.3.1. Referințe, etaloane	27
1.3.2. Aparate și circuite de măsurare	30
1.3.3. Sisteme de măsurare	31
1.4. Metode de măsurare	31
1.5. Erori de măsurare și calculul erorilor	34
1.5.1. Sursele erorilor de măsurare	35
1.5.2. Tipuri de erori de măsurare	38
1.5.3. Calculul erorilor de măsurare	42
2. Aparare de măsurare electromecanice	49
2.1. Aparare de măsurare magnetoelectrice	53
2.1.1. Extinderea limitelor de măsurare ale aparatelor magnetoelectrice. Ampermetre, voltmetre, ohmmetre	55
2.1.2. Redresoare de măsurare cu diode	59
2.1.3. Multimetre	61
2.2. Aparare de măsurare electrodinamice și ferodinamice	63
2.3. Aparare de măsurare electromagnetice	66
2.4. Aparare de măsurare de inducție	68
3. Punți de măsurare și compensatoare	73
3.1. Punți de curent continuu	73
3.1.1. Puntea Wheatstone	73
3.1.2. Puntea dublă Thomson (Kelvin)	77
3.2. Punți de măsurare de curent alternativ	80
3.3. Compensatoare de măsurare	84
4. Măsurarea mărimilor electrice	87
4.1. Măsurarea tensiunii electrice	87
4.1.1. Transformatoare de măsurare de tensiune	88

4.1.2. Măsurarea tensiunii semnalelor cu zgomot	91
4.2. Măsurarea intensității curentului electric	95
4.2.1. Ampermetre cu traductor Hall	96
4.2.2. Măsurarea intensității curentului electric cu transformatoare de curent	98
4.2.3. Măsurarea curenților tranzitorii și de frecvență mare	101
4.3. Măsurarea puterii electrice	103
4.3.1. Măsurarea puterii active în rețele trifazate	106
4.3.2. Măsurarea puterii reactive în rețele trifazate	109
4.3.3. Măsurarea puterii prin intermediul transformatoarelor de măsurare	111
4.4. Măsurarea energiei electrice	114
4.5. Măsurarea parametrilor de circuit electric – măsurarea impedanțelor	119
4.5.1. Metode generale de măsurare a impedanțelor	122
4.5.2. Influența cablurilor de măsurare asupra măsurării	125
4.5.3. Măsurarea rezistenței electrice	127
4.5.4. Măsurarea inductivităților	130
4.5.5. Măsurarea capacității electrice	138
5. Circuite de prelucrare a semnalelor analogice din aparatele de măsurare electronice	145
5.1. Atenuatoare	145
5.2. Amplificatoare de măsurare	150
5.2.1. Circuite fundamentale cu amplificatoare operaționale	152
5.2.2. Amplificatoare de măsurare cu protecție la supratensiune	157
5.2.3. Amplificatoare de măsurare cu amplificare reglabilă	159
5.2.4. Amplificatoare izolatoare de măsurare	163
5.3. Convertoare de tensiune alternativă liniare	167
5.3.1. Detectoare de valori de vârf	168
5.3.2. Redresoare liniare de valori medii	171
5.3.3. Convertoare liniare de valori efective	174
5.4. Redresoare sensibile la fază	178
5.5. Multiplicatoare analogice	182
5.5.1. Multiplicatoare cuadratice	184
5.5.2. Multiplicator cu modulația impulsurilor în amplitudine și lățime	184
5.5.3. Multiplicator cu amplificatoare de logaritmare și exponențiere	186

5.6. Circuite de liniarizare	189
5.7. Circuite de eşantionare-memorare	195
6. Convertoare analog-digitale şi digital-analogice	199
6.1. Coduri binare utilizate în convertoarele analog-digitale şi digital-analogice	201
6.1.1. Coduri binare unipolare	202
6.1.2. Coduri binare bipolare	206
6.1.3. Codul complementul lui doi (Two's complement code)	207
6.1.4. Codul binar deplasat (Shifted binary)	207
6.2. Convertoare digital-analogice	208
6.2.1. Convertoare digital-analogice cu rezistenţe ponderate	210
6.2.2. DAC cu rezistenţe în scară R-2R	213
6.2.3. DAC cu capacităţi comutate ponderate	217
6.2.4. Convertoare digital-analogice cu modulaţie sigma-delta	218
6.3. Convertoare analog-digitale	221
6.3.1. Convertoare analog-digitale cu aproximări succesive	225
6.3.2. Convertoare analog-digitale paralel (flash)	230
6.3.3. Convertoare analog-digitale integratoare tensiune-timp	233
6.3.4. Convertoare analog-digitale tensiune-frecvenţă	238
6.3.5. Convertoare analog-digitale cu modulaţie sigma-delta	242
7. Aparare de măsurare şi măsurări electronice	249
7.1. Multimetre digitale	255
7.2. Osciloscoape	259
7.2.1. Osciloscoape analogice	260
7.2.2. Osciloscoape cu memorie digitală	266
7.3. Analizoare spectrale	272
7.3.1. Analizoare spectrale hardware	273
7.3.2. Analizoare spectrale software	276
7.4. Numărătoare universale digitale, frecvenţmetre	278
7.5. Aparare de măsurare a impedanţelor	283
7.5.1. Aparare de măsurare bazate pe compararea impedanţelor	283
7.5.2. Q-metre	287
7.6. Generatoare de semnal	291
7.6.1. Generatoare de semnal sinusoidal	292
7.6.2. Generatoare de formă de undă	295

7.6.3. Generatoare de zgomot	296
7.6.4. Generatoare de impulsuri	301
7.7. Aparate de măsurat distorsiuni	303
7.8. Analizoare de rețea	308
7.8.1. Analizoare de rețea pentru măsurarea calității energiei electrice	308
7.8.2. Analizoare de rețea de frecvență medie	313
7.8.3. Analizoare de rețea de radiofrecvență	317
7.9. Măsurarea semnalelor și sistemelor digitale	328
7.9.1. Analizoare logice	329
7.9.2. Generatoare de semnătură digitală	332
7.9.3. Aparate de măsurare a erorii de bit	335
8. Măsurări virtuale	339
8.1. De la aparatele de măsurare electronice la sistemele de măsurare virtuale	339
8.1.1. Istoria scurtă a sistemelor VI	340
8.1.2. Construcția și funcționarea sistemelor de măsurare virtuale	342
8.1.3. Arhitectura sistemelor de măsurare virtuale	343
8.1.4. Interfețe și protocoale standard pentru construirea hardware a sistemelor de măsurare virtuale	346
8.1.5. Interfețe și protocoale software standardizate	355
8.2. Măsurări virtuale pe bază de LabVIEW	359
8.2.1. Noțiuni de bază software și elemente constructive ale LabVIEW	359
8.2.2. Structura sistemelor virtuale de măsurare	371
8.2.3. Structura sistemelor automate de măsurare	376
8.2.4. Programarea sistemelor automate de măsurare	378
Bibliografie	383
Rezumat	393
Despre autori	395

ELŐSZÓ

Az emberi lét egyik ősi oldalága az ember életvitelének, lakhatóságának, alkotótevékenységének (építés, eszközgyártás) mennyiségi jellemzésére való törekvés. Mennyit nyom a mezőgazdasági termék, mekkora adagokban kell tenni összetevőket élelmiszerhez, vegyületekhez, a cserekereskedelemben és a pénzen alapuló kereskedelemben mekkora mennyiségű árut adhatnak el? Minderre az idők során a kezdetleges, szűk földrajzi területeken értelmezett mértékegységekkel és mérési eljárásokkal válaszoltak. A matematika, fizika, kémia, élettan, technika fejlődésével szükségsszerűvé vált a fogalmak pontosítása, a mérési eljárások egységesítése, az érvényes mértékegységek szabványosítása és egyetemessé tétele. Egyszerűen ma elképzelhetetlen bármit mérési folyamat és mértékegység nélkül mennyiségileg megítélni, jellemezni.

A mérési eljárások elsődlegesen az ember számára értelmezhető információt kell szolgáltatjanak valamely jelenség, tárgy, folyamat méretét, mennyiségét illetően. Az eljárások mind valamilyen fizikai energiahordozó segítségével mennek végbe: mechanikai, optikai, villamos, hidraulikus, termikus. Minden mérési területen agyafűrt megoldások születtek, gyakran nagy változatosságban. Ma is megcsodáljuk a bonyolult óraszerkezeteket, amelyek sok évszázad óta jól működnek (mérik az időt), a távolság- és szögmérő eszközöket, amiket a hajózás vagy a földmérés céljából fejlesztettek ki, az asztrológiai mérésekre alkalmas eszközöket.

A tizenkilencedik századtól feljövőben van a villamos energiára épülő mérési eljárások sokasága, amelyek már az elektronika korszaka előtt is elterjedtek a villamos energia szállítása, felhasználása kapcsán és az automatizálási eljárások fejlődésével. De a villamos mérések dominanciáját igazán az elektronika fejlődése hozta magával, előbb az analóg elektronikai eszközök rugalmassága és sokoldalúsága révén. A nagy robbanást a digitális technika megjelenése és rohamos fejlődése jelentette, a mérési adatok tárolásával, komplex feldolgozásával, távközlési lehetőségeivel, rendszerekbe való beépítésével, számítógépes feldolgozásával és kijelzésével együtt.

Nyilván léteznek ma is nem villamos mérési eljárások, amelyeket bizony számos területen használnak, de a félvezető technológia elképesztő fejlődése lehetővé tette az érzékelők miniaturizálását, okossá tételét, a szál nélküli kommunikációs közegek lehetővé tették az adatok gyors, biztonságos átvitelét. A világon naponta sok milliárd mérés folyik, és minden mérésnek meg kell felelnie a mérési követelményeknek: pontosság, ismételhetőség, szavatosság, megbízhatóság. Maga az adatközlés is mérés tárgya, hiszen a mérési (információs) lánc részévé válik, így ez is szigorú minőségi követelményeknek kell megfeleljen.

A könyvet főleg a Sapientia Erdélyi Magyar Tudományegyetem mérnök-képzésen részt vevő diákjainak írtuk, tekintetbe véve, hogy ők a műszaki tudományok villamos (automatizálás, távközlés, számítástechnika) és mechanika (mechatronika, gépészmérnöki) területén képezik magukat. Nyilván a könyv túlmutat az előadás keretein, így hasznos információt szolgáltat minden szakember számára, aki betekintést kíván tenni e szakterületbe, a villamos és elektronikus mérésekbe.

A könyvben igyekeztünk a mai műszaki szintre hozni a méréstechnikai ismereteket, de ugyanakkor korlátozni a bemutatott méréstechnikai anyagot, mellőzve sok klasszikus részt, mint például az elektromechanikus mérőeszközök javát, az analóg elektronikai mérőeszközöket. Megtartottuk a villamos mérések „főgerincét”, és annál többet foglalkozunk a digitális elektronikai mérőeszközökkel, ezek felhasználásával, mérőhálózatokba való csatlakoztatásával. A virtuális mérések bemutatásával igyekeztünk hasznos alapot szolgáltatni azok részére, akik az egyre okosabb mérőeszközöket szabványos buszrendszerrel egybekötik, és a mérési, adatfeldolgozási eljárásokat immár a számítógépen futó szoftverrel végzik el.

1. fejezet

A mérések alapjai

Az embert körülvevő világban sokféle jelenség, történés, folyamat található. Ezek lehetnek természetes (élővilág, földszerkezet, világűr) vagy mesterséges (ipar, kommunikáció, élettér) eredetűek. Az ember e tényezőket érzékszerveivel tapasztalja minőségileg (szép-csúf, alacsony-magas, erős-gyenge, halk-hangos stb.) és mennyiségileg, de mindezek pontatlan jellemzések. A civilizáció fejlődésével, amely az építést, termelést, tudományt hozta, szükségszerűvé vált a különböző tényezők pontos mennyiségi, értékbeli jellemzése.

Azon eljárást, amellyel valamilyen tényezőt mennyiségileg jellemezni tudunk, mérésnek nevezzük.

De mit mérünk, mérhetünk? A jelenségeket, folyamatokat általában átfogóan soroljuk be kategóriákba, mint például a mechanika, mágnesesség, villamos energia, fény, hő, biológia, környezet stb. Példaként egy villamos jel pontos jellemzésére használjuk a feszültség értéke (egyenfeszültség esetén, illetve közép- és csúsfeszültség, effektív érték, váltófeszültség esetében), a jel alakja, frekvenciája (egy frekvencia vagy spektrum) mennyiségeket.

A mérést csak úgy fejezhetjük ki számbelileg, ha minden mérendő mennyiségnek $[M]$ meghatározunk egy mértékegységet $[ME]$. Így a mérés egy olyan gyakorlati eljárás, amely során a mérendő mennyiséget $[M]$ összehasonlítjuk a mértékegységgel $[ME]$, és ennek eredménye a **mérendő mennyiség értéke** $[E]$. Ez általában a következő képlettel fejezhető ki:

$$[E] = \frac{[M]}{[ME]}. \quad (1.1)$$

Az értéket a mértékegység megjelölésével kell megadni (pl. a tömeg 3,78 kg; a sebesség 6,83 m/s; az áramerősség 72 mA).

A mérési folyamat elvégzéséhez és az érték hiteles megadásához a következő összetevők szükségesek: mérendő mennyiség, mértékegység, mérőeszközök, mérési módszerek és a mérési hiba számítása, illetve a mért érték kifejezése.

1.1. Mérendő mennyiségek

A jelenségek, folyamatok jól körvonalazott tulajdonságait nevezzük **mérendő mennyiségeknek**. Soroljunk fel néhány jelenséget és ezek mérhető tulajdonságait:

- mechanikai mozgás: út, szög, sebesség, gyorsulás;
- termodinamikai folyamat: hőmérséklet, térfogat, nyomás, hőmennyiség, munka, belső energia;
- folyadékmechanika: sűrűség, tömeg, nyomás, hozam, viszkozitás;
- villamos tér: térerősség, töltésmennyiség, térenergia, villamos tér fluxusa;
- villamos energia: feszültség, áramerősség, teljesítmény, energia, frekvencia, torzítás.

A jelenségek, folyamatok mennyiségeit jellemezhetjük időben és amplitúdóban. **Időbeni** lefolyásuk alapján a mennyiségek lehetnek:

- állandó mennyiségek, amelyek amplitúdója az idő folyamán nem változik;
- változó mennyiségek, amelyek amplitúdója időben változik ismételt szabályszerűséggel (periodikus jelek), ismétlés nélkül, de jól jellemezhető módon (aperiodikus jelek) és véletlenszerűen (sztochasztikus); a sztochasztikus jelek szokásos matematikai módszerekkel csak részlegesen kezelhetők, statisztikai jellemzőkkel vázolhatók, mint várható érték-idő függvény, négyzetes középérték, variancia, autokorreláció, autokovariancia, keresztkorreláció, keresztkovariancia.

A jel (jelenség) **amplitúdója** szerint a mennyiségek lehetnek **folytonosak** (**analóg**), ahol a jel amplitúdóértékének bármely intervallumában **végtelen értéket** vehet fel (a matematikai valós intervallumoknak megfelelően), illetve **diszkrét**, ahol az amplitúdó bármely intervallumában a jel csak **véges** számú értéket vehet fel.

1.2. Mértékegységek, mértékegységrendszerek

A mérendő mennyiségek értékét **számmal** fejezzük ki, ami a mértékegységgel való összehasonlítás eredményeként jön létre.

Meghatározás: *A mértékegység a mérendő mennyiség egy jól meghatározott mennyisége, amelynek egyezmény alapján egységnyi (1) értéket tulajdonítunk.*

Ezen egyezmény lehet helyi, tartományi, országos vagy nemzetközi jellegű. A mértékegységeknek elnevezésük van. Az egyezmény jellegét mi sem mutathatja jobban, mint néhány ma is használatos példának felhozott mértékegység:

- A méter (m) nemzetközi mértékegységrendszerben (SI) a **hosszúság**, az út mértékegysége. De használatos az inch (1 in = 25,4 mm), láb (1 ft = 0,3 m), yard (1 y = 0,91 m), mérföld (1 mi = 1609,34 m).
- A kilogram (kg) az SI rendszerben a **tömeg** mértékegysége. De használatos a mázsa (1 q = 100 kg), tonna (1 t = 1000 kg), font (1 lb = 0,45359 kg), atomtömegegység (1 u = $1,66 \cdot 10^{-24}$ kg).
- A köbméter (m³) az SI rendszerben a **térfogat** mértékegysége, de használatos a liter (1 l = 1 dm³) gallon (1 gal = 3,785 l), kőolajhordó (1 bbl = 158,98 l), pint (1 pt = 0,47 l).
- A watt (W) a **teljesítmény** mértékegysége az SI rendszerben, de gyakran használjuk a lóerő mértékegységet (1 hp = 745,7 W).

A jelenségeket leíró matematikai képletek egyszerűsítése és koordinálása céljából a mértékegységeket **mértékegységrendszerekbe** csoportosították. Ezáltal egy mértékegységrendszeren belüli mennyiségi kifejezésekkel teljes körű jelenségsztályokat tudunk leírni.

Az első mértékegységrendszert 1793-ban Franciaországban hozták létre, az úgynevezett méteres rendszert, amelyben két alapmértékegység szerepelt: méter a hosszúságnak és kilogramm a tömegnek. Ezt követően a fizika és más tudományág fejlődésével különböző mértékegységrendszerek jelentek meg:

CGS (1873) – alapegységek a centiméter, gramm és szekundum (másodperc) – ezzel a mechanikai jelenségeket teljesen le lehetett írni;

CGSes alapegységek a centiméter, gramm, másodperc és ε_0 (a légüres tér abszolút permittivitása), valamint a CGSem-alapegységek szintén a cm, g, s és μ_0 (a légüres tér abszolút permeabilitása). Ezen rendszerekkel a mechanika, folyadékmechanika, termodinamika és villamosságtan jelenségeit lehetett leírni (a hőmérséklet mértékegysége is szerepelt, de nem az elnevezésben);

MKSA – **m**éter, **k**ilogramm, **s**zekundum, **a**mpér.

Végül 1960-ban az Általános Súly és Mértékügyi Konferencián, Párizsban leszögezték a **nemzetközi mértékegységrendszert** [SI – Système International (d’Unités)], amelyet napjainkban is a világ legnagyobb részén használnak. De ezzel párhuzamosan használatosak bizonyos országokban (például Amerikai Egyesült Államok, Ausztrália, Japán) a **brit birodalmi mértékegységrendszer** mértékegységei, amelyben a tömeg egysége a font (libra, lb), hosszegysége a láb (foot, ft), illetve ezek változatos, nem decimális törtrészei, többszörösei és leszármazott egységei.

Az SI mértékegységrendszer néhány kiválasztott mértékegységen, illetve a 10 hatványain alapszik. A **koherens** mértékegységrendszer olyan egységrendszer, amellyel számolva a mennyiségegyenlet és a szóban forgó egységekre vonatkozó számértékegyenlet alakja megegyezik, tehát nem tartalmaz további szorzótényezőket. Az SI-nek nagy előnye, hogy az egyedüli olyan mértékegységrendszer, amely a fizika összes területén koherens.

A nemzetközi mértékegységrendszerben van 6 **alapegység** (m, kg, s, A, K, cd), 2 **kiegészítő egység** (rad, sr) és **származtatott egységek**.

a) A hosszúság mértékegysége a méter; jele: m. A méter annak az útnak a hosszúsága, amelyet a fény vákuumban $1/299\,792\,458$ másodperc időtartam alatt megtesz.

b) A tömeg mértékegysége a kilogramm; jele: kg. A kilogramm az 1889. évben, Párizsban megtartott 1. Általános Súly- és Mértékügyi Konferencia által a tömeg nemzetközi etalonjának elfogadott, a Nemzetközi Súly- és Mértékügyi Hivatalban, Sévres-ben őrzött platina-iridium henger tömege.

c) Az idő mértékegysége a másodperc; jele: s. A másodperc az alapállapotú cézium-133 atom két hiperfinom energiaszintje közötti átmenetnek megfelelő sugárzás $9\,192\,631\,770$ periódusának időtartama.

d) A villamos áramerősség mértékegysége az amper; jele: A. Az amper olyan állandó villamos áram erőssége, amely két egyenes, párhuzamos, végtelen hosszúságú, elhanyagolhatóan kicsiny kör keresztmetszetű és egymástól 1 méter távolságban, vákuumban elhelyezkedő vezetőben fenntartva, e két vezető között méterenként $2 \cdot 10^{-7}$ newton erőt hozna létre.

e) A termodinamikai hőmérséklet mértékegysége a kelvin; jele: K. A kelvin a víz hármaspontja termodinamikai hőmérsékletének $1/273,16$ -szorosa.

f) Az anyagmennyiség mértékegysége a mól; jele: mol. A mól annak a rendszernek az anyagmennyisége, amely annyi elemi egységet tartalmaz, mint ahány atom van $0,012$ kilogramm szén-12-ben. (A mól alkalmazásakor meg kell határozni az elemi egység fajtáját; ez atom, molekula, ion, elektron, más részecske vagy ilyen részecskék meghatározott csoportja lehet.)

g) A fényerősség mértékegysége a kandela; jele: cd. A kandela az olyan fényforrás fényerőssége adott irányban, amely $540 \cdot 10^{12}$ hertz frekvenciájú monokromatikus fényt bocsát ki, és sugárerőssége ebben az irányban $1/683$ -ad watt per szteradián.

Két **kiegészítő** mértékegység van:

a) A síkszög mértékegysége a radián; jele: rad. A radián a kör sugarával egyenlő hosszúságú körívhez tartozó középponti síkszög.

b) A térszög mértékegysége a szteradián; jele: sr. A szteradián a gömb-sugár négyzetével egyenlő területű gömbfelületrészhez tartozó középponti térszög.

A mértékegység többszöröseit és törtrészeit az egység neve elé illesztett, egy-egy szorzót jelentő prefixumok segítségével lehet képezni (1.1. táblázat)

Prefixum	jele	szorzó		Prefixum	jele	szorzó
exa	E	10^{18}		deci	d	10^{-1}
peta	P	10^{15}		centi	c	10^{-2}
tera	T	10^{12}		milli	m	10^{-3}
giga	G	10^9		mikro	μ	10^{-6}
mega	M	10^6		nano	n	10^{-9}
kilo	k	10^3		piko	p	10^{-12}
hekto	h	10^2		femto	f	10^{-15}
deka	da	10^1		atto	a	10^{-18}

1.1. táblázat. A mértékegység többszörösei és törtrészei

Az SI-mértékegységrendszer **származtatott egységei** az alapegységek és kiegészítő egységek hatványainak szorzataként vagy hányadosaként képezhetők a megfelelő mennyiségekre vonatkozó fizikai egyenletek alapján.

A származtatott egységek alapegységekkel és kiegészítő egységekkel fejezhetők ki (pl. sebesség $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, gyorsulás $\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$, villamos erőter $\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$, mágneses erőter $\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$), valamint külön névvel illethetők. Az 1.2. táblázat az SI rendszer külön nevű mértékegységeit tartalmazza, ahol D az elnyelt sugárdózis, Q a sugárzás minőségi faktora, q a besugárzott objektum minőségi tényezője.

Több tudományterületen (hangtan, villamosság, távközlés, rezgés) alkalmazzák a logaritmikus arányalapú decibel (dB) mértékegységet. Alapvetően a mértékegység két azonos típusú mennyiség arányából adódik.

Mennyiség neve	Mértékegység neve	Jel	Mennyiségegyenlet
Frekvencia	hertz	Hz	s^{-1}
Radioaktív sugárzás aktivitása	becquerel	Bq	s^{-1}
Erő	newton	N	$m \cdot kg \cdot s^{-2}$
Nyomás	pascal	Pa	$N \cdot m^{-2}$
Energia	joule	J	$N \cdot m$
Teljesítmény	watt	W	$J \cdot s^{-1}$
Elnyelt sugárdózis	gray	Gy	$J \cdot kg^{-1}$
Dózisegyenérték	sievert	Sv	$H=D \cdot Q \cdot q$
Villamos töltés	coulomb	C	$A \cdot s$
Villamos feszültség	volt	V	$W \cdot A^{-1}$
Villamos kapacitás	farad	F	$C \cdot V^{-1}$
Villamos ellenállás	ohm	Ω	$V \cdot A^{-1}$
Villamos vezetőképesség	siemens	S	Ω^{-1}
Mágneses fluxus	weber	Wb	$V \cdot s$
Mágneses indukció	tesla	T	$Wb \cdot m^{-2}$
Induktivitás	henry	H	$Wb \cdot A^{-1}$
Fényáram	lumen	lm	$cd \cdot sr$
Megvilágítás	lux	lx	$lm \cdot m^{-2}$

1.2. táblázat. SI-rendszer külön nevű mértékegységei

$$X_{dB} = 10 \lg \left(\frac{X_2}{X_1} \right)^2, [dB] \quad (1.2)$$

ahol X elsőfokú függvénnyel fejezhető ki (pl. amplitúdó, sebesség, gyorsulás, nyomás, feszültség) és

$$Y_{dB} = 10 \lg \left(\frac{Y_2}{Y_1} \right), [dB] \quad (1.3)$$

ahol Y másodfokú függvénnyel fejezhető ki (pl. teljesítmény). Ez az arányított, logaritmikus mértékegység abszolút értéket is kifejezhet, amennyiben a nevezőben szereplő X_1 tényező adott referenciaérték. Így pl. a **hangnyomás** kifejezésére a $p_{dB} = 10 \lg \left(\frac{p_2}{p_1} \right)^2 = 20 \lg \frac{p_2}{p_1} [dB]$ képlet érvényes, ahol a nevező $p_1 = p_0 = 20 \mu Pa$, amelyet egy egészséges emberi fül már érzékelhet. Ha például a hangnyomás (hangerősség) 83 dB, akkor kiszámíthatjuk a fülre

ható nyomást: $83_{dB} = 20 \lg \left(\frac{p}{20 \mu Pa} \right) [dB]$; $p = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{4,15} = 0,2824 Pa$ (megemlítjük, hogy a légköri nyomás kb. $1 bar = 10^5 Pa$).

A mechanikai rezgéseknél a következő abszolút decibel meghatározások érvényesek:

- kitérésszint: $L_x = 20 \lg \left(\frac{x}{x_0} \right) [dB]$, ahol $x_0 = 10^{-11} m$;
- sebességszint: $L_v = 20 \lg \left(\frac{v}{v_0} \right) [dB]$, ahol $v_0 = 10^{-9} m/s$;
- gyorsulásszint: $L_a = 20 \lg \left(\frac{a}{a_0} \right) [dB]$, ahol $a_0 = 10^{-6} m/s^2$.

Villamosságnál a teljesítmény decibelnek a referenciája (a nevező) lehet:

- $P_0 = 1 mW$, akkor $x_p = 10 \cdot \lg \frac{P}{10^{-3}[W]} [dBm]$
- $P_0 = 1 W$, akkor $x_p = 10 \cdot \lg \frac{P}{1[W]} [dBW]$.

A villamos feszültség esetén használatos a $P_0 = 1 mW$ referenciaérték, de ez egyezményesen meghatározott ellenálláson jön létre a $P = U^2/R$ képlet szerint:

- $R = 50 \Omega$ referencia ellenálláson $U_0 = \sqrt{P_0 \cdot R} = 0,224 V$
- $R = 75 \Omega$ ellenálláson $U_0 = 0,27 V$
- $R = 600 \Omega$ ellenálláson $U_0 = 0,775 V$.

Tehát $x_u = 20 \cdot \lg \frac{U}{U_0} [dBm]$.

1.3. Mérészközök

Meghatározás: *Mindazon műszaki berendezéseket (mechanikai, pneumatikai, hidraulikus, villamos, elektronikus), amelyek lehetővé teszik a mérési eljárás gyakorlati elvégzését, **mérészközöknek** nevezzük.*

Tehát a mérészközök alátámasztják, segítik, elvégzik a mérési folyamatot, amelynek eredménye a **mérendő mennyiség értékének** az ismerete, amit mérési információnak nevezünk. A mérészközöket szerepük, rendeltetésük szerint a következő kategóriákba sorolhatjuk:

- mértékegység-referenciák (etalonok, átviteli referenciák),
- mérőműszerek és áramkörök,
- mérőrendszerek.

1.3.1. Referenciák, etalonok

A mértékegység egyezményes meghatározását ennek gyakorlati kivitelezése kell kövesse, amely lehetővé teszi a tudományos, laboratóriumi, üzemi, környezeti mérések hiteles elvégzését.

A mértékegységek, illetve ezek bizonyos értékének a legpontosabb anyagi tárgyait **etalonoknak** nevezzük. Pontosítva, az etalon olyan letétbe helyezett, megfelelően őrzött minta, amely egy vagy több jellemző meghatározott értékét maradandóan megtestesíti. Ezek az eszközök a mértékegység gyakorlati megőrzését és ennek összehasonlításra alapuló továbbadását biztosítják. Az etalonoknak három osztályát különböztetjük meg:

- **Elsődleges etalonok**, melyek a mértékegység meghatározása alapján készülnek. Ezeket kisszámú laboratóriumban szigorúan őrzik, és ezek a gyakorlati mértékegységeknek az origói, ugyanakkor az adott időszak legpontosabb eszközei.
- **Másodlagos** vagy **megőrzési etalonok** minden fontosabb metrológiai laboratóriumban megtalálhatóak (nemzeti vagy regionális szinten). Ezen etalonokat használják a következő kisebb pontosságú etalonosztályhoz tartozó eszközök pontosságának beállítására, ellenőrzésére (tulajdonképpen a mértékegység átadásának a közvetítő láncszeme a legpontosabb és a gyakorlatban etalonálásra alkalmazott eszközök között).
- **Átviteli etalonok** olyan gyakorlati, pontos eszközök (általában mérőműszerek), amelyek biztosítják a gyakorlati mérőeszközök beállítását, pontosságának a meghatározását. Ilyen etalonokkal rendelkezik bármely hitelesített metrológiai laboratórium.

Hogy képet alkothassunk az etalonokról, említsük meg a villamos mérések-nél fontos és használatos etalonokat, ahol alapjában csak néhány **elsődleges etalon** létezik: a villamos feszültség, áramerősség, ellenállás, induktancia, villamos kapacitás és idő (frekvencia) részére. Ebből kindulva a másodlagos (megőrzési) etalonok terén sokkal népesebb a felhozatal. Példának felsejöljünk az USA Nemzeti Mértékegység Intézet, NIST (National Institute of Standards and Technology) által felhasználásra bocsátott etalonkészletet:

- villamos ellenállás (egyenáram – DC és kisfrekvencia – kf)
- villamos feszültség (DC)
- egyenáramok aránya
- egyen-váltóáram átalakítók (U és I kf)
- váltóáramarány (kf)
- villamos kapacitás (kf)
- induktancia (kf)
- teljesítmény (DC és kf)
- energia (DC és kf)
- áramerősség
- impedancia

- fáziskülönbség
- csillapítás
- zaj
- nagyfrekvenciás (nf) teljesítmény 1..40 GHz
- nf impedancia 1..40 GHz
- nf csillapítás 1..40 GHz
- nf zaj 1..40 GHz
- frekvencia.

A mérési folyamatokban gyakran szükség van olyan mérőeszközökre, amelyek bizonyos villamos mennyiség egy jól ismert, rögzített értékét szolgáltatják: ezek a **mérési referenciák**. Említsük meg a villamos mérésekben a leggyakoribb mérési referenciákat.

a) Feszültségreferenciák. Legkönnyebb és ugyanakkor a leggyakoribb az egyenfeszültség-referencia, amely lehet:

- Laboratóriumokban használható elektrokémiai eszköz, a Weston elem, amely időben stabil feszültséget szolgál és hőmérsékletfüggése pontosan ismert. A Weston elem feszültségének értéke 20 °C-on 1,0186 V.
- Zener diódákon alapuló referencia-feszültségforrások, hőkompenzációval, a Weston elemhez hasonló pontossággal, szintén laboratóriumi mérésekre.
- Félvezetőbe integrált feszültségreferenciák, amelyek elektronikai áramköri elemekként használatosak. Ezek pontossága nagyon fontos, hisz olyan nagy pontosságú elektronikai áramkörök összetevőjeként alkalmazzuk, mint az analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók.

b) Ellenállás-referenciák. A villamos ellenállás referenciái lehetnek:

- rögzített értékű, pontos villamos ellenállások, amelyek laboratóriumi használatra $10^k \Omega$ ($k = -4 \dots +6$) értékekben alkalmasak;
- változtatható értékű ellenállások, amelyek mérési folyamatokban kiegyensúlyozásra, referenciaérték szolgáltatására alkalmazottak. Gyakori kivitelezésük az ilyen változtatható referenciáknak a dekádellenállások. A dekádellenállás sorba kötött ellenállásértékekből áll, amelyek dekádonként tíz értéket vehetnek fel (0..9) a tízes szám hatványos csoportokban. Így például egy hat dekádos ellenállás, amely dekádjai 10^{-1} , 10^0 , 10^1 , 10^2 , 10^3 , 10^4 ohmosok, 0,1 lépcsőben 0 Ω -tól 99999,9 Ω -ig az ellenállás egymillió értékét tudja szolgáltatni, elég nagy pontossággal.

c) Kapacitásreferenciák. Villamos kapacitás-referenciák léteznek rögzített vagy változtatható értékű kivitelezésben. Aránylag nagy pontosságú

referenciák, a változtatható változat általában szintén dekád felépítésű (gyakorlatilag $1\text{ pF} \dots 10\text{ }\mu\text{F}$ tartományban változhat).

d) Induktanciareferenciák. Különleges tervezésű és alakú tekercsekkel valósítanak meg ilyen referenciákat. Általában rögzített értékű induktancia-referenciák léteznek, nehezen kivitelezhető a változtatható (akár dekád) referencia.

e) Frekvenciareferencia. Habár a frekvencia (mértékegysége a $\text{Hz} = \text{s}^{-1}$) nem kimondottan villamos mennyiség, de nagyon gyakori a felhasználása (szereplése) villamosságban, elektronikában, információtechnológiában. A frekvencia-referencia a legpontosabb az összes közül, három-négy nagyságrenddel pontosabb a többinél. Napjaink technológiájának köszönhetően jelgenerátorok különböző alakú jelalakokat (szinusz, négyszög, impulzus) képesek előállítani, nagy pontosságú frekvenciával. A legpontosabb frekvenciaforrások a piezoelektromos jelenségen alapuló oszcillátorok, amelyek pontosabb változatai benne vannak minden időmérő eszközben, kevésbé pontos változatai pedig minden számítástechnikai, távközlési eszközben.

1.3.2. Mérőműszerek és mérőáramkörök

A mérési folyamat egyik alapvető összetevője a **mérőműszer**, amely mechanikai, villamos, elektronikai, optikai összetevőkből van felépítve egy mérendő mennyiség értékének meghatározása céljából. A **mérés eredményét** kijelzi vagy továbbítás és feldolgozás céljából előállítja. A villamos mérések létezése óta a mérőműszerek előbb elektromechanikus felépítésűek voltak, utóbb az analóg elektronikus mérőműszerek jelentek meg, míg napjainkban a legelterjedtebbek a digitális elektronikus mérőműszerek.

Elsődlegesen egy mérőműszer egyetlen mennyiség mérését szolgálta. Így külön műszerek voltak a voltmérők, ampermérők, wattmérők, ohmmérők, energiamérők, frekvenciamérők, oszcilloszkópok stb. A digitális technika fejlődésével, a mintavételezett adatok tárolásának lehetőségével olyan mérőműszerek jelentek meg, amelyek már egy időben egy bizonyos jelenség több mennyiségét tudják megmérni és közölni az embernek vagy más adatfeldolgozó eszköznek. Például egy feszültségjelnek a digitális tároló oszcilloszkóppal való mérése alkalmából a műszer a következő mennyiségek értékeit tudja megfelelő pontossággal megadni: a jel időbeli változása (alakja), részletek mérése időben, a feszültség pillanatnyi értékei, a feszültség középértéke és effektív értéke, a jel frekvenciája vagy frekvenciaspektruma stb.

Nem kimondottan mérőműszerek, mégis e csoportba tagolunk néhány mérő áramkört, amelyek szintén primer szinten adnak mérési eredményt.

Ezen áramkörök a **mérőhidak** és **kompensátorok**, amelyek az összehasonlítás elvén működnek, gyakran nullatechnikás (kiegyensúlyozás) eljárással, a mérési pontosságuk gyakran meghaladja a közvetlen mérőműszerek pontosságát.

1.3.3. Mérőrendszerek

Gyakori az olyan mérési feladat, amely egy összetett folyamat, jelenség több mennyiségének egyidejű megfigyelését, rögzítését, feldolgozását igényli. Így jöttek létre a **mérőrendszerek**, amelyek mérési referenciákat, mérő-eszközöket, adatkommunikációt és adatfeldolgozó egységeket tartalmaznak komplex mérési feladatok elvégzése céljából.

Képzeljünk magunk elé két példát.

a) Belső égésű motor tesztelése (egy próbapadon) alkalmából pontos mennyiség-idő adatpárokat kell ismernünk a következőkről: a főtengely fordulatszáma, a kifejtett nyomaték és teljesítmény, a hengerekben a sűrítési arány, hőmérséklet, nyomás, üzemanyag-berobbanás pillanata, az olajnyomás és hőmérséklet, hűtőfolyadék hőmérséklete, az üzemanyag-fogyasztás stb.

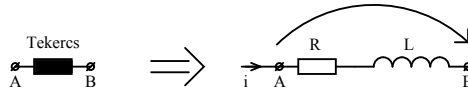
b) Vegyipari gyártó részleg működése közben szintén mennyiség-idő adatpárokat igényelünk a következőkről: egyes tartályok, csővezetékek anyagtartalma, ennek hőmérséklete, nyomása, összetétele, a különböző reaktorokban (aktív vegyi folyamatok helyszíne) végbemenő folyamatok részlete (vegyi állapot, hőmérséklet, nyomás stb.).

A példák vég nélküliek. A mai technológiai fejlődés szintjén az elemi méréseket elvégző műszerek gyakran intelligens érzékelővé zsugorodnak (smart sensor), a mért információk összefolynak a megfigyelő (monitorizálás), feldolgozó és kijelző központokban különböző adatátviteli csatornákon keresztül (interfész és kommunikációs rendszerek). Ezek már az úgynevezett adatgyűjtő és feldolgozó rendszerek világában helyezhetők el. De lényegében mind mérőrendszerek, megtoldva adatfeldolgozással, visszacsatolással és vezérléssel.

1.4. Mérési módszerek

Eddig adott a mérendő mennyiség, a mértékegység és a mérőeszközök. De hogyan kapcsoljuk össze ezen elemeket, hogy elvégezzük a gyakorlati méréseket? Mindazon **elméleti és gyakorlati eljárások** összességét, amelyek

segítségével véghezvihetjük a mérendő mennyiség értékének meghatározását, **mérési módszernek** nevezzük. Tekintsük például egy tekercs öninduktivitásának (L) a mérését kis frekvencián. Egy valós tekercs (1.1. ábra) A és B kapcsai között ideális R ohmos ellenállás és L öninduktivitás soros egyenértékű képét vehetjük.



1.1. ábra. Valós és ideális tekercs soros helyettesítő képe

Az $\omega = 2\pi f$ körfrekvenciájú szinuszos i váltóáram az A-B kapcsokon u feszültségesést hoz létre, amire felírjuk Ohm törvényét komplex számokkal:

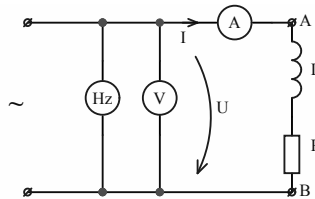
$$\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I} = (R + j\omega L) \cdot \underline{I}, \quad (1.4)$$

ahol Z a tekercs impedanciája. Az (1.4) egyenlet moduluszát számolva kapjuk, hogy:

$$U = I \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}. \quad (1.5)$$

Ebben az egyenletben az U és I a váltófeszültség és áramerősség effektív értéke; e képlet alapján négy mennyiség mérésével (U , I , f , R) meghatározható a kívánt L öninduktivitás értéke.

Tekintettel a mérési szabályokra (ez is a módszer része), amely szerint a feszültség mérése a voltmérőt párhuzamosan kötjük, míg az áramerősség mérése az ampermérőt sorba kötjük, felállíthatjuk az L méréséhez az 1.2. ábrán látható mérési elrendezést.



1.2. ábra. Öninduktivitás mérése amper- és voltmérővel

A három beiktatott műszer méri az f frekvenciát (Hz), az U feszültséget (V) és I áramerősséget (A), utóbbiak effektív értékek. A negyedik szükséges

adat, az R ellenállás valamely egyenáramú módszerrel előre meg lesz mérve. A mérések alapján kiszámíthatjuk L értékét (H – Henry mértékegységben, amennyiben U – volt, I – amper, R – ohm mértékegységű):

$$L = \frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R^2}. \quad (1.6)$$

A képletben elhanyagoltuk az ampermérő véges, nem nullás ellenállását (ez már egy módszери hibaforrás). Az adott példában az (1.6) képlet a mérési módszer elméleti eljárási alapja, az 1.2. ábrán látható mérő áramkör a gyakorlati megoldás.

A mérési módszereket több szempontból osztályozhatjuk, itt három szempontot említünk meg:

a) A mérési eljárás módja szerint megkülönböztetünk közvetlen és közvetett módszert. **Közvetlen a módszer**, ha a mérendő mennyiséget meghatározhatjuk egy e mennyiségre dedikált műszerrel. Így a feszültség mérése voltmérővel, az áramerősség mérése ampermérővel, ellenállás mérése ohmmérővel, teljesítmény mérése wattmérővel mind közvetlen mérés. Ha a mérendő mennyiséget több műszer és/vagy referencia felhasználásával tudjuk meghatározni, elméleti képlet utólagos alkalmazásával, **közvetett mérési módszerről** beszélünk. Például közvetett módszer az ellenállás mérése Ohm törvénye alapján (I – ampermérővel, U – voltmérővel, $R = U/I$), a teljesítmény mérése egyenáramban I és U mérésével ($P = U \cdot I$), stb.

b) A mérési eredmény elérhetősége szerint szintén közvetlen és közvetett mérési módszerek léteznek. A **közvetlen módszer** esetében egy mérőműszer közvetlenül olvasható értéket ad (dedikált műszer). A **közvetett mérési módszernél** szintén több műszer, referencia mérési eredményéből számítjuk ki a kívánt mennyiséget, de itt a közvetett módszer lehet explicit és implicit. Az **explicit közvetett mérési módszernek** egyetlen mérésből kiszámítható a mérendő mennyiség értéke (pl. $R = U/I$ vagy $P = U \cdot I$; vagy $R_x = R_1 \cdot R_2 / R_3$ mérőhíddal). Az **implicit közvetett mérési módszernél** a kívánt mennyiséget több mint egy mérésből számítjuk ki. Egy kedvelt példa az ellenállás α hőfuggási tényezőjének a mérése. Az ellenállás hőfuggése:

$$R = R_0 \cdot [1 + \alpha \cdot (t - t_0)], \quad (1.7)$$

ahol R az ellenállás t hőmérsékleten, R_0 pedig t_0 -n. Ha $t_0 = 0^\circ\text{C}$ (tetszőlegesen), akkor az α együttható meghatározására két ellenállásmérést kell végezzünk: R_1 és R_2 ismert t_1 és t_2 hőmérsékleten. Akkor az (1.7) képlet alapján felírhatjuk: $R_1 = R_0 \cdot (1 + \alpha t_1)$; $R_2 = R_0 \cdot (1 + \alpha t_2)$. Ezeket elosztva

kapjuk

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1 + \alpha t_1}{1 + \alpha t_2},$$

ahonnan kifejezzük:

$$\alpha = \frac{R_2 - R_1}{R_1 t_2 - R_2 t_1}. \quad (1.8)$$

c) A **mérési módszer pontossága** szerint osztályozhatjuk laboratóriumi és üzemi módszerekre. A **laboratóriumi mérési módszer** figyelmesen kidolgozott, a mérési feltételek szigorú betartásával elvégzett méréseken alapszik. A mérések lehetnek egyediek vagy mérési sorozatok. Bármely esetben a méréseknél meghatározzák a mérési hibalehetőséget (közvetlenül vagy statisztikai számításokkal), úgy a mért értéket a hiteles hibalehetőséggel adják meg. **Üzemi mérési módszernél** elegendő bizonyos elfogadható pontosság, amin túl fontos tényezők a mérés ára, zajbírása, olvasási egyszerűsége, külső tényezőkre való érzéketlensége. Ezen mérések hibahatárai előre ismertek, a mérések ezen határokon belül kell történnenek (nincs egyéni hibaszámítás).

1.5. Mérési hibák és hibaszámítás

Az X mérendő mennyiségnek van egy pontos X_p értéke, és ezt akarnánk meghatározni. A mérési folyamatban felhasznált mérőeszközök műszaki kivitelezésűek, a módszerek gyakran apró elhanyagolásokat, modelleket tartalmaznak, vagyis ezen tényezők nem lehetnek tökéletesek. Így a mérési eljárás eredményeként egy X értéket kapunk, amely valószínűleg nem azonos a mennyiség valódi X_p értékével. Innen meghatározzuk a ΔX **abszolút mérési hiba** (elméleti) fogalmát:

$$\Delta X = X - X_p, \quad (1.9)$$

ami egy valószínű mennyiség. A gyakorlatban kiszámíthatjuk a valószínű hiba legnagyobb értékét, és ennek ismeretében lehet megadni egy valószínű pontos értéket és annak lehetséges hibakorlátait.

A mérési hibákat többféleképpen fejezhetjük ki:

- **abszolút mérési hiba** az (1.9) képlet általi elméleti meghatározás szerint
- **relatív mérési hiba**:

$$\varepsilon = \frac{\Delta X}{X} = \frac{X - X_p}{X_p}. \quad (1.10)$$

Ennek az aránynak az értékét háromféleképpen adhatjuk meg:

- **relatív érték**, az (1.10) képlet szerint
 - **százalékos érték**: $\varepsilon = \frac{\Delta X}{X} = \frac{X - X_p}{X_p} \cdot 100 [\%]$
 - **milliomodrészek érték**: $\varepsilon = \frac{\Delta X}{X} = \frac{X - X_p}{X_p} \cdot 10^6 [ppm]$
- Például ha a relatív hiba relatív értékben 0,00063, akkor ugyanaz a hiba százalékban 0,063%, illetve milliomodban kifejezve 630 ppm. Általában azt a kifejezési módot használjuk, amely a hibát a legkisebb számjeggyel fejezi ki (pl. egy 49 ppm hibát így fejezzük ki, nem 0,0049%-ként).
- **vonatkoztatási értékhez viszonyított hiba**: $\varepsilon_v = \frac{\Delta X}{X} = \frac{X - X_p}{X_{REF}}$, ahol az X_{REF} vonatkoztatási értéket valamely szabály szerint állapítjuk meg (pl. a műszer végkitérése, átalakító felső mérési határa, szabványban rögzített érték).

A mérési hibáknak vannak lehetséges forrásai, és a hibákat osztályozhatjuk természetük szerint is.

1.5.1. A mérési hibák forrásai

Öt hibaforrást tartunk számon: modell, módszer, műszer, kölcsönhatás és külső tényezők befolyása.

a) **Modellhiba**. A fizikai jelenségek, tárgyak, eszközök igen változatos, egyedi alakot öltenek. Hogy az ezekhez csatolható mennyiségeket mérhessük, gyakran valamilyen modellbe kell beleillesszük, hogy kaphassunk értelmes mérési eredményeket. A valóság eltérhet kisebb-nagyobb mértékben e modellektől, innen származik a modellhiba. Tekintsünk két példát, egyik villamosságból, a másik mechanikából való.

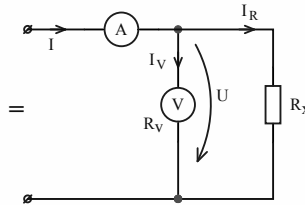
Váltóáramban mérünk impedanciákat (R , L , C), teljesítményeket (P , Q , S), általában feltételezve, hogy a váltóáram tökéletesen szinuszos jel (ez a modell). A valóságban az áram és feszültség jelalakja többé-kevésbé nem tökéletesen szinuszos. Nagy eltérésnél külön foglalkozunk a deformált jelalakokkal (harmonikusuk, eltorzulás), de kis jelalak eltérésnél eltekintünk ettől és a jelt szinuszosként kezeljük. Ez már modellhiba.

A fémgolyók gyártási technológiájában (pl. golyóscsapágyak építőelemei) a golyók átmérője a legfontosabb adat. A golyókat acélhuzalból készítik, amit feldarabolnak, présbe helyezik, köszörülik, hőedzik, tisztítják oldatban. A kész golyók tükörsimák, kemény felületűek. Az átmérő mérésekor a golyót tökéletes gömbnek tekintjük (modell), amelynek bármely átmérője ugyanaz. De a valódi golyó alak gömbszerű, tehát van eltérése az

ideális gömbtől. A gömbszerű testnél három átmérőt kell venni kb. $120\text{ }^\circ\text{C}$ fokos tér-szög irányban, és ezek egyszerű számtani középátlója adja a gömbszerű golyó középátmérőjét. Ilyen mérést csak véletlenszerű próbákon végeznek, másként a golyókat gömbként kezelik (ez modellhiba).

b) **Módszerhiba.** A mérési módszer kidolgozásakor és ennek alkalmazásakor elméleti alapú összefüggéseket és mérési eljárásokat használunk.

A képletek egyszerűbbé hozása céljából gyakran egyszerűsítéseket, tényezők elhanyagolását alkalmazzuk. Ezáltal az eredmény is eltér a pontos képleti számítási eredménytől. A gyakorlatban, amennyiben az egyszerűsített képlet eredménye csak annyira tér el a pontos képlet eredményétől, hogy a hiba csak töredéke a teljes mérési hibának, akkor ez az egyszerűsítés elfogadható. Ennek példaként tekintsünk egy egyszerű mérési eljárást, amellyel egy ellenállást mérünk amper- és voltmérő segítségével, a voltmérőt az ampermérő után csatolva (1.3 ábra).



1.3. ábra. Ellenállás mérése amper- és voltmérővel

Ohm törvényét alkalmazva az R_X ellenálláson áthaladó I áramerősség eredményeként az ellenállás kapcsain $U = R_X \cdot I$ feszültségesés lesz. Ha eltekintünk a kapcsolásban szereplő voltmérő R_V belső ellenállásától (vagyis $R_V \rightarrow \infty$), akkor I és U mérése alapján meghatározhatjuk a mérendő ellenállás értékét:

$$R_X = \frac{U}{I}. \quad (1.11)$$

Ha ellenben nem tekintünk el a voltmérő belső ellenállásától, akkor a pontos számításakor következik:

$$R'_X = \frac{U}{I_R} = \frac{U}{I - \frac{U}{R_V}}. \quad (1.12)$$

Nilvánvaló, hogy $R'_X > R_X$, ezáltal ha R_X -et tekintjük mérési eredménynek, akkor elkövetünk egy **rendszeres módszери hibát**:

$$\Delta R_X = R_X - R'_X. \quad (1.13)$$

A gyakorlatban ez a hiba csak akkor elhanyagolható, ha $R_V \gg R_X$, tehát elhanyagolható hibával számolhatjuk R_X -et az (1.11) egyszerű egyenlettel.

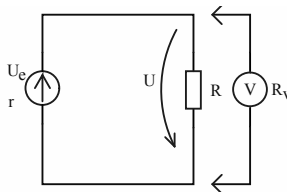
c) **Műszerhiba.** Amint kijelentettük, a műszer egy műszakilag megépített eszköz, amely a mérendő mennyiség közvetlen mérésére alkalmas.

A műszerek gyártásában léteznek mechanikai, villamos, elektronikai, optikai összetevők. Mindegyiknek van gyártási pontatlansága:

- a mechanikai részekben belső vagy külső súrlódások vannak, alakváltozási hiszterézisek, méreti pontatlanságok;
- a villamos részekben lehetnek a tekercsek alakjában és méreteiben pontatlanságok, a mágneses tér értékében és eloszlásában a környező tényezők hatására;
- az elektronikus részekben a passzív áramköri elemek (ellenállások, kondenzátorok, tekercsek) és az aktív áramköri elemek (diódák, tranzistorok, áram és feszültség referenciák, integrált áramkörök), analóg-digitális átalakítók mind gyártási, hibatűrési határral rendelkeznek.

És ha egy mérőeszköz nem tökéletes, akkor a mérési eredményben is a mérőeszköz hibaforrásként szerepel. Ez a hibatípus véletlenszerű és a **pontossági osztállyal** fejezhető ki, amely fő tényező a gyakorlati mérések hibakorlátainak a meghatározásában.

d) **Kölcsönhatási hiba.** A mérendő mennyiség megmérésére be kell iktatni, bizonyos szabályok szerint, a mérőeszközt. Gyakori eset, hogy a mérőeszköz rákapcsolásával megváltozik valamelyest a mérendő mennyiség, tehát az eszköz kölcsönhatásba kerül magával a mérendő mennyiséggel. Egy-egy példának tekintsük az 1.4. ábrán látható elemi egyenáramú áramkört, amely egy U_e elektromotoros feszültségű, r belső ellenállású áramforrást és egy passzív R terhelést tartalmaz.



1.4. ábra. Szemléltető voltmérő kölcsönhatására

A mérendő mennyiség az R terhelés kapcsain a feszültség, amely mérőműszer nélkül:

$$U = \frac{U_e}{R + r} \cdot R \quad (1.14)$$

Ha rácsatoljuk az R terhelés kapcsaira a mérőműszert (R_V belső ellenállású voltméter), akkor a mért feszültség:

$$U' = \frac{U_e}{\frac{RR_V}{R+R_V} + r} \cdot \frac{RR_V}{R + R_V}, \quad (1.15)$$

ami eltérő érték az (1.14) értékhez képest. A kölcsönhatási hiba

$$\Delta U = U' - U = -\frac{U_e}{R + r} \cdot R \cdot \frac{r \cdot R}{R_V \cdot [R + r + \frac{R \cdot r}{R_V}]},$$

ahol látható, hogy a voltméter jelenléte miatt $U' < U$. A kölcsönhatási hiba nulla felé közeledik, ha R_v nagyon nagy értékű. Különben a helyzet ugyanaz, amikor gyenge teljesítményű jelforrásból (pl. rezgésérzékelő, biológiai jel-érzékelő) kell átvenni mérendő jelet, és itt döntő követelmény, hogy az erősítő belépő fokozatának az impedanciája (általában ellenállás) nagyon nagy legyen (térvezérelt JFET tranzisztor, MOS-FET tranzisztor, melyek $G\Omega$ nagyságrendű bemeneti ellenállással rendelkeznek).

e) **Külső tényezők befolyási hibája.** A hőmérséklet, amelyben a mérőeszköz működik, mindig befolyásolja a mért értékeket. De befolyással vannak más külső környezeti tényezők is: légnyomás, nedvesség, elektromágneses mezők. Minden mérőeszköznél a gyártó megadja (az eszközleírásban) a környezeti tényezők azon értékkorlátait (pl. $-10^\circ\text{C} \dots 50^\circ\text{C}$), amelyeken belül a mérőeszköz szavatolt pontossággal méri a megfelelő mennyiséget.

1.5.2. A mérési hibák típusai

Miután láttuk, milyen objektív hibaforrások léteznek (nem említettük a lehetséges, emberfüggő szubjektív hibát), tekintsünk a mérési hibák természetére, amely szerint léteznek rendszeres, véletlen és durva hibák.

a) **Rendszeres (szisztematikus) hiba.** Amint az (1.9) hibameghatározásból látszik, az abszolút hiba (ΔX) lehet pozitív és negatív is. Ha olyan hibát észlelünk, amely a mérés értékét mindig egyoldalúan befolyásolja (tehát a hiba mindig pozitív vagy mindig negatív), azt **rendszeres hibának** nevezzük. Ha a hibaforrást sikerül azonosítani, akkor a rendszeres hiba kiszámítható és a mért érték kijavítható a $\Delta X_j = -\Delta X$ rendszeres értékkel. Rendszeres hiba adódik mérési módszerek kidolgozásánál alkalmazott elhanyagolt tényezőkből, képleti egyszerűsítésekből, de lehetnek más okok is. A rendszeres hibák felismerése, a hibák nagyságának és előjelének megállapítása különös szakértelmet igényel.

b) **Véletlen hibák.** Azokat a hibákat, amelyek időben változó hatást mutatnak, ezért az általuk létrehozott mérési hiba nagysága és előjele is változhat, **véletlen hibáknak** nevezzük. Az ezeket előidéző okok között megemlíthetjük a műszerek belső elemeinek a termikus zaját, a külső tényezők véletlenszerű ingadozását, a mérőeszközök rövid idejű vagy hosszabb idejű instabilitását is. A véletlen hibákat egy olyan $\pm\sigma$ szélességű intervallummal lehet megadni, amelyben az általunk előírt valószínűséggel (a villamosmérnöki tudományokban legtöbbször 99,74%-os valószínűséggel) benne van a véletlen hibától mentes valódi, pontos érték (X_p). Ezt az intervallumot **megbízhatósági** (konfidencia) **intervallumnak** nevezik. Méréstechnikában az egyedi mérések és méréssorozatok véletlen hibáiról beszélünk, amelyeket alább be is mutatunk.

b1) **Egyedi méréseket** közvetlenül vagy közvetve mérőműszerek és referenciák segítségével végzünk el. A műszerek építéséből és működéséből eredő hibákat általában véletlen hibáknak tekintjük. E hibákat a műszerek pontossági osztályával adják meg a gyártók. Többféle pontossági osztályt ismerünk:

A. Analóg mérőműszerek pontossági osztályai:

A1. A műszer végkitéréséhez (felső mérési határ, X_n) viszonyított pontossági osztály

$$c = \frac{\Delta X_{max}}{X_n} \cdot 100[\%], \quad (1.16)$$

ahol a ΔX_{max} a műszer mérési tartományának bármely pontjában felléphető maximális abszolút hiba. Ilyen pontossági osztályt alkalmazunk az analóg ampermérőknél, voltmérőknél, wattmérőknél. Ha pl. egy $X_n = I_n = 5A$ felső mérési határú ampermérő pontossági osztálya $c = 1,5$, akkor az abszolút maximális hiba

$$\Delta I_{max} = \frac{c \cdot I_n}{100} = \frac{1,5 \cdot 5}{100} = 0,075 A = 75 mA.$$

Különböző értékek mérésénél az abszolút hiba ugyanaz. Így ha $I_1 = 1 A$ -t mérünk, az áramerősség valódi értéke az $1 A \pm 75 mA$ megbízhatósági intervallumban van; ha $I_2 = 3,5 A$, akkor a pontos érték a $3,5 A \pm 75 mA$ megbízhatósági intervallumban található stb.

A2. A mért értékhez (X) viszonyított pontossági osztály:

$$c = \frac{\Delta X_{max}}{X} \cdot 100[\%], \quad (1.17)$$

ahol ΔX_{max} a mért értéknél lehetséges maximális abszolút hiba. Ilyen meghatározást alkalmaznak a referenciák, energiamérő eszköz, frekvencia-mérők, spektrum analizátorok esetében. Pl. egy $c = 0,5$ pontossági osztályú aktív energiamérő (óra) ha $W_1 = 300 \text{ kWh}$ -t mér, az energia pontos értéke a $300 \text{ kWh} \pm 0,5\% = 300 \text{ kWh} \pm 1,5 \text{ kWh}$ megbízhatósági intervallumban van, ha meg $W_2 = 1500 \text{ kWh}$, akkor az energia pontos értéke $1500 \text{ kWh} \pm 0,5\% = 1500 \text{ kWh} \pm 7,5 \text{ kWh}$ intervallumban található.

A3. Egyezményes alapú referenciaértékhez (X_{REF}) viszonyított pontossági osztály:

$$c = \frac{\Delta X_{max}}{X_{REF}} \cdot 100[\%], \quad (1.18)$$

Ilyen meghatározást alkalmaznak az ohmmérőknél, mérőtranszformátoroknál.

B. Digitális mérőműszerek pontossági osztályai

A digitális mérőműszerekben általában elkülöníthető egy analóg és egy digitális rész, ugyanis a fizikai folyamatok, természeti jelenségek analóg jellegűek, míg a mai technika legpontosabb jelfeldolgozó része digitális. Ezért egy digitális műszer pontossági osztálya is két számot tartalmaz:

$$c = c_a + c_d, \quad (1.19)$$

ahol c_a az analóg műszereknek megfelelő definíció alapján értelmezett (1.9) vagy (1.10) pontossági osztály, míg c_d a digitális rész pontossági osztálya, amely a belső bináris számláló számolási hibáját vagy a számjegykijelzés bizonytalanságát foglalja magába. Ez utóbbi esetben

$$c = \frac{D}{N_{max}} \cdot 100[\%], \quad (1.20)$$

ahol N_{max} a digitális műszeren kijelzett szám maximális értéke, a tizedespont figyelembevétele nélkül és D a kijelzett bizonytalan jegyek száma (tipikusan $D = 1$).

Általában az (1.19) szerinti pontossági osztályokból kiszámítjuk az analóg ε_a és digitális ε_d mérési hibákat, és a $\pm|\varepsilon_a + \varepsilon_d|$ értékkel adjuk meg a mérendő mennyiség értékének a megbízhatósági intervallumát.

b2) Mérési sorozatokat úgy kapunk, ha egy adott mérési mennyiséget n -szer mérünk olyan módon, hogy minden általunk befolyásolható feltétel a mérések alatt változatlan marad. Elképzelhető, hogy ilyen figyelmet igénylő mérési sorozatokra laboratóriumi körülmények között kerülhet sor. Tekintsük az n egyedi mérési értékek halmazát: x_1, x_2, \dots, x_n . A várható mért érték

a legjobb becslés szerint a mérési sorozat számtani átlaga:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n x_i. \quad (1.21)$$

Az egyedi mérések eltérését az átlagtól egyedi hibáknak nevezzük:

$$\delta_i = x_i - \bar{x}, i = 1, \dots, n.$$

Ezen értékkel kiszámítható a mérési sorozat négyzetes hibája:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n \sigma_i^2}. \quad (1.22)$$

Gyakorlati tapasztalat szerint a mérések 99,73%-a az $x \pm 3\sigma$ intervallumban található (itt ez a konfidenciaintervallum), a legvalószínűbb \bar{x} pontos értékkel.

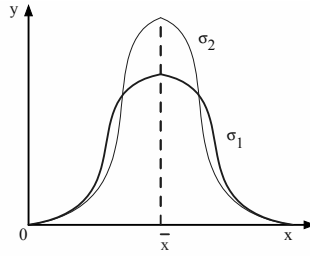
Ha a mérési sorozat méréseinek száma nagy (elméletileg $n \rightarrow \infty$), akkor a sorozat hibaeloszlása Gauss törvényét követi:

$$y = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}} \quad (1.23)$$

ahol y a valószínűségi sűrűség, x a változó (mért érték). Ezt a függvényt az 1.5. ábrán láthatjuk.

A Gauss-görbe azt mutatja, hogy a nulla hibás mérések száma a legnagyobb (\bar{x} középértéknél) és a pozitív illetve negatív hibák azonos számban szerepelnek, minél kisebb számban a hiba növekedésével. Ugyanakkor érzékeljük a négyzetes hiba fontosságát, ugyanis $\sigma_2 < \sigma_1$ esetekből láthatjuk, hogy az $x \pm 3\sigma$ megbízhatósági intervallum sokkal szűkebb σ_2 esetén és a görbe is hegyesebb.

c) **Durva hibának** erős környezeti hatás vagy személyi tévedés következtében fellépő elfogadhatatlan nagyságú hibákat nevezünk. A durva hiba okozója lehet a mérőeszköz meghibásodása, az eszköz nem megfelelő használata (téves bekötés, nem megfelelő mérési tartomány használata), a mérési eredmény téves értékelése. Tény, hogy a hibák 30-40% fölött vannak, amik nem elfogadhatóak. Ha a normális értékű hibával történő mérési értékeket **mérési információnak** tekintjük, a durva hiba esetén nincs mérési információ.



1.5. ábra. Gauss normális hibaeloszlás

1.5.3. A mérési hibák számítása

Egy mérés akkor nyújt használható információt, ha a meghatározott érték hibahatárát ismerjük és ez az adott célnak megfelel. A gyakorlati mérések zömében nem számítunk hibát, de a mérési eljárás tiszteletben tartásával és az eszközök helyes használatával előre ismert hibahatáron belül kapjuk meg a mérési eredményeket. Ehhez szükséges a mérési hibák számításának az ismerete.

a) Közvetlen mérések hibaszámítása

Közvetlen méréseket mérőműszerekkel végzünk, amelyeket a gyártó bizonyos pontossági osztállyal szállít, és e pontossági osztály megtartását a törvényes metrológiai ellenőrzések és kalibrálási eljárások biztosítják.

A pontossági osztálynak valamely (1.16), (1.17) vagy (1.18) definíciója szerint a közvetlen mérési hibákat általában a **legnagyobb lehetséges hibaérték** számítással végezzük.

a1) Ha a **pontossági osztályt a műszer felső mérési határához** (X_n) viszonyítják, akkor az (1.16) képletből kiszámítjuk a **lehetséges legnagyobb abszolút hibát**: $\Delta X_{max} = \frac{X_n \cdot c}{100}$, és ezt használjuk az X mért értéknél lehetséges legnagyobb relatív hibánál:

$$\varepsilon = \frac{\Delta X}{X} = \frac{\Delta X_{max}}{X} \cdot 100 = c \cdot \frac{X_n}{X} [\%]. \quad (1.24)$$

Mivel az X_n a mérési tartomány felső határa és X a mérési tartományon belüli érték, $X_n > X$ és így $\varepsilon \geq c$. A relatív hiba annál nagyobb, minél kisebb értéket mérünk a tartományon belül, ezért az ilyen műszereknél ajánlatos a méréseket úgy végezni, hogy a mért érték a mérési tartomány utolsó harmadában legyen, vagyis $X \in [0.7X_n, X_n]$. Az ajánlás könnyebben betartható változtatható skálás műszereknél. Az elektronikus műszerekbe

beépítik az automatikus skálaváltást, hogy a mérés mindig a legoptimálisabb méréstartományban történjen, tehát a lehetséges legkisebb relatív hibával. Példának vegyünk egy rögzített skálás voltmérőt, amelynek adatai $U_n = 50 \text{ V}$, $c = 1,5$. Lássuk a relatív hibát két mérés esetében:

- a skála első harmadában mérünk $U_1 = 10 \text{ V}$ értéket, akkor
 $\varepsilon_1 = c \cdot \left(\frac{\Delta U}{U_1}\right) = 1,5 \cdot \frac{50}{10} = 7,5\%$;
- a skála felső kétharmadában mérünk $U_2 = 40 \text{ V}$ -t, akkor
 $\varepsilon_1 = c \cdot \left(\frac{\Delta U}{U_2}\right) = 1,5 \cdot \frac{50}{40} = 1,875\%$.

Nyilván a második mérés jóval pontosabb.

a2) **A pontossági osztály mért értékhez viszonyított** meghatározása esetében az (1.17) képletből kiszámíthatjuk a legnagyobb lehetséges hibát X mért értéknél: $\Delta X_{max} = \frac{c \cdot X}{100}$, innen meg az X mért érték lehetséges legnagyobb relatív hibája

$$\varepsilon = \frac{\Delta X}{X} = \frac{\Delta X_{max}}{X} \cdot 100 = c. \quad (1.25)$$

Tehát e műszerek esetében a relatív hiba bármely mért értéknél egyenlő a pontossági osztállyal.

a3) **Digitális mérőműszernél**, ahol a pontossági osztály egy analóg és egy digitális összetevőből áll ($c = c_a + c_d$), ahol c_a valamelyike az analóg (1.16), (1.17) vagy (1.18) meghatározásoknak, míg a c_d (1.20) szerint van meghatározva. Ha a műszer kijelzőjén N számértéket olvasunk, akkor felhasználva az (1.20) definíciót kifejezzük a kijelző D bizonytalanságát: $D = \frac{c_d \cdot N_{max}}{100}$, ahonnan az N olvasott érték esetében a mérési hiba:

$$\varepsilon_d = \left(\frac{\Delta X}{X}\right)_d = \frac{D}{N} \cdot 100 = \frac{c_d \cdot N_{max}}{N}. \quad (1.26)$$

Tekintsünk két példát digitális műszeres mérésre.

- Frekvenciamérő, amelynek $N_{max} = 99999 \simeq 10^5$ és pontossági osztálya $c = (0,002)_a + (0,001)_d$, $f = 423,6 \text{ kHz}$ frekvenciát mérünk (tehát $N = 4236$). Számítsuk ki a frekvenciamérés legnagyobb valószínű hibáját. Az analóg pontossági osztály (1.17) meghatározás szerint érvényes (a mért értékhez viszonyítva), így az analóg hiba (1.25) szerint: $\varepsilon_a = c_a = 0,002\%$. A digitális rész hibája (1.26) szerint: $\varepsilon_d = \frac{c_d \cdot N_{max}}{N} = \frac{0,001 \cdot 10^5}{4236} = 0,0236\%$. Az f frekvenciataromány maximális valószínű hibája tehát $\varepsilon = \varepsilon_a + \varepsilon_d = 0,0256\%$. Láthatjuk, ha az N szám öt számjegyű lenne, akkor a digitális hiba kb. tízszer lenne kisebb. Épp ezért az automatikus skálaváltó digitális műszerek mindig azt a skálát választják, amely a mérés eredményeit a lehető legnagyobb számjegyű számmal jeleníti meg.

- Digitális voltmérő, amelynek $N_{max} = 19999 \simeq 2 \cdot 10^4$ és pontosági osztálya $c = (0,01)_a + (0,005)_d$, $U = 38,67 \text{ mV}$ feszültséget mér. A hibaszámításnál figyelembe vesszük, hogy a voltmérő pontosági osztálya (1.16) szerinti, vagyis a mérési felső határhoz viszonyított. Így az analóg hibarészt az (1.24) képlettel számítjuk: $\varepsilon_a = c \cdot \frac{U_n}{U} = 0,01 \cdot \frac{199,99}{38,67} = 0,0517\%$, ahol U_n értéke 200 mV , mivel az N_{max} kijelzéssel, a hátulról két számjeggyel elkülönített tizedesponos skálán a maximális kijelezhető (tehát mérhető) feszültség $199,99 \text{ mV} \simeq 200 \text{ mV}$. A digitális rész hibáját az (1.26) képlettel számítjuk: $\varepsilon_d = \frac{c_d \cdot N_{max}}{N} = 0,005 \cdot \frac{19999}{3867} = 0,0258\%$. A két részhibából kapjuk az $U = 38,67 \text{ mV}$ feszültségértékekkel járó legnagyobb valószínű hibát: $\varepsilon = \varepsilon_a + \varepsilon_d = 0,0517 + 0,0258 = 0,0775\%$.

b) Hibaszámítás közvetett méréseknél. Amint említettük, a közvetett mérésnél több közvetlen mérés és referencia adataiból matematikai képlet (függvény) segítségével számítjuk ki a mérendő mennyiség értékét. Ha közvetlen mérések és a referenciák lehetséges hibáit kiszámíthatjuk, a kérdés: hogyan tesszük össze ezeket a részhibákat?

X mennyiség meghatározására $X = f(a, b, c, \dots)$ függvényt használunk, ahol a, b, c, \dots , közvetlenül mért mennyiségértékek. Ha mindenik részmennyiségnél (független változó) $\Delta a, \Delta b, \Delta c \dots$ hibával számolunk, akkor ezek közös hatása ΔX hiba lesz. A hibák összetételének kiszámításához fejtsük Taylor-sorba az $X + \Delta X = f(a + \Delta a, b + \Delta b, c + \Delta c, \dots)$ függvényt az $X = f(a, b, c, \dots)$ környezetében (csak az elsőfokú tényezőt tartjuk meg, a magasabb rangúak elhanyagolhatók:)

$$X + dX = f(a, b, c, \dots) + \frac{\partial f}{\partial a} \cdot da + \frac{\partial f}{\partial b} \cdot db + \frac{\partial f}{\partial c} \cdot dc + \dots,$$

ahonnan a d differenciált véges növekedéssé (Δ) alakítjuk:

$$\Delta X = \frac{\partial f}{\partial a} \cdot \Delta a + \frac{\partial f}{\partial b} \cdot \Delta b + \frac{\partial f}{\partial c} \cdot \Delta c + \dots \quad (1.27)$$

$\varepsilon = \frac{\Delta X}{X}$ a mérendő relatív hiba, míg $\varepsilon_a = \frac{\Delta a}{a}; \varepsilon_b = \frac{\Delta b}{b}; \varepsilon_c = \frac{\Delta c}{c} \dots$ a közvetlen részhibák. Ezeket kidomborítva az (1.27)-ből következik:

$$\varepsilon = \frac{\Delta X}{X} = \frac{a}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial a} \cdot \frac{\Delta a}{a} + \frac{b}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial b} \cdot \frac{\Delta b}{b} + \frac{c}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial c} \cdot \frac{\Delta c}{c} + \dots \quad (1.28)$$

Ebben a kifejezésben a parciális deriváltak lehetnek pozitívak vagy negatívak. Az (1.28) egyenlőségből kétféle típusú mérési hibát határozhatunk meg, amely az X mennyiség mérésével jár:

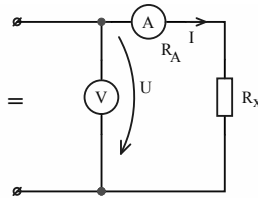
- **A lehetséges legnagyobb relatív hiba** az, amikor minden hibátényezőt moduluszban veszünk, így a lehető legelőnytelenebb hibát kapjuk, vagyis ha minden részhiba egyidejűleg ugyanabban az irányban történne. E szerint:

$$\left(\frac{\Delta X}{X}\right)_{\max} = \frac{a}{X} \cdot \left|\frac{\partial f}{\partial a}\right| \cdot \frac{\Delta a}{a} + \frac{b}{X} \cdot \left|\frac{\partial f}{\partial b}\right| \cdot \frac{\Delta b}{b} + \frac{c}{X} \cdot \left|\frac{\partial f}{\partial c}\right| \cdot \frac{\Delta c}{c} + \dots \quad (1.29)$$

- **A legvalószínűbb relatív hiba** a valószínűségszámításban használatos négyzetes valószínűség összetételéből származik:

$$\left(\frac{\Delta X}{X}\right)_{\text{val}} = \sqrt{\left(\frac{a}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial a} \cdot \frac{\Delta a}{a}\right)^2 + \left(\frac{b}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial b} \cdot \frac{\Delta b}{b}\right)^2 + \left(\frac{c}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial c} \cdot \frac{\Delta c}{c}\right)^2 + \dots} \quad (1.30)$$

Tekintsünk egy példát a közvetett mérés hibaszámítására egy ellenállás-mérés esetében ampermérővel és voltmérővel, a voltmérővel az ampermérő előtti kapcsolásával (1.6. ábra). Ha az ampermérő beiktatását is számításba



1.6. ábra. Ellenállás mérése ampermérővel és voltmérővel

vesszük ($R_A \neq 0$), akkor I, U és R_A mért adatokból kiszámítjuk a mérendő R_X ellenállást:

$$R_X = \frac{U}{I} - R_A. \quad (1.31)$$

U és I mennyiségét közvetlenül méri a két műszer, az ampermérő R_A ellenállását a kísérlet előtt lemérjük (vagy a gyártó adatát használjuk fel).

A hibaszámításhoz a következő adatok állnak rendelkezésünkre:

- a voltmérő: $U_n = 60 \text{ V}$; $c_V = 1,5$, mért érték $U = 43 \text{ V}$;
- az ampermérő: $I_n = 3 \text{ A}$; $c_A = 1,5$, mért érték $I = 1,8 \text{ A}$;
- az ampermérő ellenállása $R_A = 0,12 \Omega$, amit $\varepsilon_R = 0,5\%$ hibával mértek.

Az (1.31) képletből kiszámítjuk az R_X mért értékét:

$$R_X = \frac{43}{1,8} - 0,12 = 23,769 \Omega.$$

Az $R_X = f(U, I, R_A)$ képletből (függvény) kifejezzük a parciális deriváltakat:

$$\frac{\partial f}{\partial U} = \frac{1}{I}; \quad \frac{\partial f}{\partial I} = -\frac{U}{I^2}; \quad \frac{\partial f}{\partial R_A} = -1.$$

A közvetlen mérések részhibái (1.16) képlettel:

$$\varepsilon_U = \frac{\Delta U}{U} = c_V \cdot \frac{U_p}{U} = 2,093\%;$$

$$\varepsilon_I = \frac{\Delta I}{I} = c_A \cdot \frac{I_p}{I} = 2,50\%$$

és adott

$$\varepsilon_{R_A} = \frac{\Delta R_A}{R_A} = 0,5\%.$$

Az (1.29) és (1.30) képletekben szereplő tagok a következők:

$$\frac{a}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial a} \cdot \frac{\Delta a}{a} = \frac{U}{R_X} \cdot \frac{1}{I} \cdot \frac{\Delta U}{U} = \frac{43}{23,769 \cdot 1,8} \cdot 2,093 = 2,103\%$$

$$\frac{b}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial b} \cdot \frac{\Delta b}{b} = \frac{I}{R_X} \cdot \left(-\frac{U}{I^2} \right) \cdot \frac{\Delta I}{I} = -\frac{43}{23,769 \cdot 1,8} \cdot 2,5 = -2,512\%$$

$$\frac{c}{X} \cdot \frac{\partial f}{\partial c} \cdot \frac{\Delta c}{c} = \frac{R_A}{R_X} \cdot (-1) \cdot \frac{\Delta R_A}{R_A} = -0,12 \cdot 0,5 = -0,06\%$$

És most kiszámítjuk R_X méréseinél fennálló mérési hibát:

- a lehetséges legnagyobb relatív hiba:

$$\left(\frac{\Delta R_X}{R_X} \right)_{max} = 2,103 + 2,512 + 0,06 = 4,675\%;$$

- a legvalószínűbb relatív hiba, az (1.30) képlettel:

$$\left(\frac{\Delta R_X}{R_X} \right)_{val} = \sqrt{2,103^2 + 2,512^2 + 0,06^2} = 3,276\%;$$

Egyszerűbb képletek (függvények) esetében a részhibák összetételének meghatározására használatos egy gyakorlatibb eljárás:

- logaritmust alkalmazunk a képletre: $\ln x = \ln f$ (a jobboldalt lebontjuk az a, b, c, \dots változók logaritmusára);
- differenciáljuk a logaritmusos alakot: $d(\ln X) = \frac{dX}{X} = d(\ln f)$, ahol kivehetők kell legyenek a $\frac{da}{a}, \frac{db}{b}, \dots$ tagok;
- a differenciált véges növekedéssé változtatjuk $d \rightarrow \Delta$;
- attól függően, milyen hibát akarunk kiszámítani, alkalmazzuk az (1.29) vagy (1.30) képletet.

Például a számítási képletünk: $x = \frac{a^2 \cdot b}{c}$. Az előbb leírt módszert alkalmazva:

$$\ln X = \ln \left(\frac{a^2 \cdot b}{c} \right) = \ln a^2 + \ln b - \ln c = 2 \ln a + \ln b - \ln c,$$

$$\frac{dX}{X} = 2 \frac{da}{a} + \frac{db}{b} - \frac{dc}{c};$$

$$\frac{\Delta X}{X} = 2 \frac{\Delta a}{a} + \frac{\Delta b}{b} - \frac{\Delta c}{c};$$

Az (1.29) szerinti legnagyobb relatív mérési hiba:

$$\left(\frac{\Delta x}{x} \right)_{max} = 2 \frac{\Delta a}{a} + \frac{\Delta b}{b} + \frac{\Delta c}{c},$$

míg az (1.30) szerinti legnagyobb valószínű hiba:

$$\left(\frac{\Delta X}{X} \right)_{val} = \sqrt{\left(2 \cdot \frac{\Delta a}{a} \right)^2 + \left(\frac{\Delta b}{b} \right)^2 + \left(\frac{\Delta c}{c} \right)^2}.$$

c) A mérés eredménye

A közvetlen vagy közvetett mérések esetében bemutatott hibaszámítás a műszerek, referenciák pontossági osztályából indulnak ki. Amint már említettük, a műszerhibákat véletlennek tekintjük, ezért ezeket a hibákat \pm előjellel vesszük számba. Emellett bizonyos méréseknél (főleg laboratóriumban) meghatározható a rendszeres hiba is $\Delta X_{rendszeres}$. Mindezek ismeretében egy mérés eredményét (értékét) a következő módokban adhatjuk meg:

- **elsődleges (nyers) eredmény:** a műszeren olvasható vagy képlet alapján kiszámított X érték, bármilyen hibaszámítás nélkül. A gyakorlatban legtöbbször ezt az értéket használjuk fel.
- **javított eredmény:** az elsődleges eredményhez hozzáadjuk a rendszeres hibajavítást ($\Delta X_j = -\Delta X_{rendszeres}$), így

$$X_j = X + \Delta X_j.$$
- **hiteles eredmény:** a méréssel járó véletlen hibák figyelembevételével megadjuk a megbízhatósági (konfidencia) intervallumot. Egyedi mérésnél:

$$X_h = X \pm \Delta X_v,$$

ahol a ΔX_v az (1.24)... (1.30) képletekkel kiszámítható véletlen mérési hiba. Méréssorozatnál, ahol a véletlen hibát σ négyzetes középértékkel jellemezzük (1.22), a konfidenciaintervallum:

$$X_h = X \pm 3\sigma.$$

- **javított és hiteles eredmény** a legteljesebb adat:

$$X_{jh} = X + \Delta X_j \pm \Delta X_v.$$

Ezen meghatározások után a fenti b) pontnál adott példánál a hiteles eredmény:

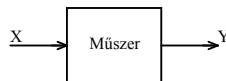
$(R_X)_h = 23,769 \, \Omega \pm 4,675\% = (23,769 \pm 1,11) \, \Omega$ a legpesszimistább konfidenciaintervallummal, vagy

$(R_X)_h = 23,769 \, \Omega \pm 3,276\% = (23,769 \pm 0,778) \, \Omega$ a valószínű hibaszámítással.

2. fejezet

Elektromechanikus mérőműszerek

A villamos mérések története során az első mérőműszerek elektromechanikusak voltak, amelyek optikai kijelzőn (általában mutató állása egy számlap előtt) az ember által könnyen leolvasható mérési eredményt szolgáltatnak. Fejlesztésük során annyira megbízható, egyszerű, robusztus műszerek készültek, hogy még a mai digitális világban is egyesek állják a helyüket és használjuk. Mielőtt néhány, ma is használt elektromechanikus műszert elemeznénk, bevezetőül felsoroljuk azon **általános műszerjellemzőket**, amelyek érvényesek bármely elektromechanikus vagy elektronikus (analóg, digitális) mérőműszer esetében. A jellemzők angol megnevezését is megadjuk, hisz a legtöbb katalógus, termékleírás angol nyelven érhető el. Mielőtt felsoroljuk a fő jellemzőket, állapodjunk meg abban, hogy a mérőműszert egy rendszernek tekintjük (2.1. ábra), ahol X a bemenő mennyiség, amely itt a



2.1. ábra. Egybemenetű és egykimenetű mérőműszer

mérendő mennyiséget jelenti, és Y a kimeneti mennyiség, amely a műszertől és annak a rendeltetésétől függően lehet egy mutató szögeltérése (α), egy korong fordulatszáma (N), digitális kijelző tízes rendszerű számértéke, egy bináris kódban értelmezhető számérték (mérőrendszerbe illesztett mérőműszer), feszültségérték (szabályzóhurokba iktatott műszer).

A legfontosabb műszerjellemzők a következők:

- **Műszer érzékenysége (Sensitivity) S :** a kimenő jel ΔY változásának és a bemenő jel ΔX változásának a hányadosa:

$$S = \frac{\Delta Y}{\Delta X}. \quad (2.1)$$

Használatos az **érzékenység** reciprok értéke is, a **műszer állandója**, $c = 1/S$, amelyet egyszerűbben is meghatározhatunk, mint az a bemeneti érték (mérendő mennyiség ΔX), amely a kimeneten egységnyi változást okoz (mutató műszernél $\Delta Y = 1$ beosztás).

- **Műszer stabilitása (Stability):** a műszer terheletlen állapotban metrológiai jellemzőit időben tartósan, állandó értéken megőrzi. A műszer stabilitása és ismételhetősége (Repeatability) szoros összefüggésben van. Az **ismételhetőség** a mérőműszernek azon tulajdonsága, hogy a mérendő mennyiséget ugyanazon megismételhetőségi feltételek mellett ismételten megmérve közel azonos értékmutatásokat ad.
- **Pontosság (Accuracy):** a műszer mérési hibájának a reciprok értéke. Mivel a műszerek hibakorlátait a pontossági osztály (c) jellemzi, értelemszerűen a pontosság $a = \frac{1}{c}$. Vagyis ha egy műszer pontossági osztálya $c = 0,5\%$, akkor a műszer pontossága $a = 1/0,005 = 200$. A gyakorlatban a szakirodalomban és termékleírásban sokszor használják a pontosság (accuracy) jellemzésére a pontossági osztályt.
- **Válaszidő (Speed of response):** azon időtartam, amely a bemenetén lévő mennyiség két állandó érték közötti ugrásszerű változásának pillanatától kezdve eltelik addig, amíg a kimenet (értékmutatás) eléri és előírt határokon belül megtartja végső állandósult értékét. Ez az előírt határ gyakran 1% , tehát a kimenet a végső érték 99% fölött van.
- **Felbontás (Resolution):** két egymás mellett lévő, még éppen megkülönböztethető (érzékelhető) ΔX jel távolsága. Más szóval a felbontás r a műszerrel megadható legkisebb mérőszámkülönbség, amely a digitális mérőműszereknél a legkevésbé fontos tizedes szám egységnyi értékének ($1 \text{ LSD} = 1 \text{ LSB}$) megfelelő bemeneti mennyiség.
- **Túlterhelhetőség (Overload):** a bemeneti mennyiség mennyivel haladhatja túl a mérési felső határt anélkül, hogy a műszer metrológiai jellemzői károsulnának. Általában a túlterhelhetőséget a felső mérési határ értékének százalékos értékében adják meg. Például egy voltmérő, amely a mérőskála felső határán 20 V értéket mér és a

túlterhelhetősége 20%, akkor a műszer probléma nélkül elbírja a $20\text{ V} \cdot 120\% = 24\text{ V}$ feszültséget is.

- **Érzéketlenségi (holt) sáv (Dead band):** az a legnagyobb tartomány, amelyen belül a bemeneti jel mindkét irányban változhat anélkül, hogy a mérőműszer kimenetén változást okozna.
- **Mérési tartomány (Measurement range):** a műszer bemeneti mennyiségének egy alsó és egy felső határ közötti intervalluma, amelyben a műszer pontossági osztályának megfelelően végzi el a feladatát. Az alsó határ lehet a nulla érték, de lehet nullától különböző érték is.
- **Környezeti jellemzők (Environmental conditions):** mindazon tényezők halmaza, amelyek befolyásolhatják a műszer működését. A gyártó mindig pontosítja ezen tényezők korlátait, amely betartásával a műszer pontossági osztályban rendeltetésének megfelelően működik. A környezeti jellemzők között megemlítjük a földrajzi helyzetet, az üzemi beépítés feltételeit, mint:
 - szabad tér – belső tér,
 - hőmérsékletkorlátok, napsugárzás,
 - páratartalom,
 - robbanásveszély,
 - légszennyezés (korróziós közeg),
 - környezeti nyomás,
 - biológiai és mechanikus hatások (pl. rezgés),
 - por-, víztartalom, amelyet IP AB számmal jelölnek, ahol az A szilárd test elleni védelmet (0–6); B pedig a víz elleni védelmet (0–8) jelenti. Érdekes ez utóbbi jellemzőket átnézni a 2.1. táblázatban.

Ezek után térjünk vissza az elektromechanikus mérőműszerek témájához. Az elektromechanikus műszerek olyan villamos, mágneses, mechanikai és optikai elemekből felépített egységek, amelyek az adott mérendő (bemeneti) mennyiséget mechanikai erővé, nyomatékká alakítja, amellyel valamilyen kijelző elmozdul (mutató, fénysugár, korong, számláló), és az leolvasható egy számskálán, kijelzőn. A villamosságban szereplő számos mennyiséget lehet (lehetett) mérni elektromechanikus műszerekkel: áramerősség, feszültség, teljesítmény, energia, áramok aránya, ellenállás, mágneses indukció és fluxus, frekvencia, teljesítménytényező stb.

A	Szilárd tárgyak elleni védettség	B	Víz elleni védettség
0	Nincs védelem	0	Nincs védelem
1	Nagyméretű szilárd tárgyak ellen védett (>50 mm)	1	Függőlegesen cseppenő víz ellen védett
2	Közepes méretű szilárd tárgyak ellen védett (>12 mm)	2	Fröccsenő víz ellen védett (a függőlegetől max. 15 fokban)
3	Kisméretű szilárd tárgyak ellen védett (>2,5 mm)	3	Fröccsenő víz ellen védett (a függőlegetől max. 60 fokban)
4	Apró méretű szilárd tárgyak ellen védett (>1 mm)	4	Fröccsenő víz ellen védett minden irányból (nem károsító mértékű szivárgás megengedett)
5	Por ellen védett (nem károsító mértékű behatolás megengedett)	5	Kisnyomású vízszugár ellen védett minden irányból (nem károsító mértékű szivárgás megengedett)
6	Teljes mértékben védett por ellen	6	Erős vízszugár és vízbe merítés ellen védett (rövid ideig tartó merülés)
		7	Vízbe merülés ellen védett korlátozott ideig (0,15; 1) m között 30 percig
		8	Víz alatt folyamatosan használható a gyártó által megadott ideig (1 m-nél mélyebben)

2.1. táblázat. IP védettségi osztályok

Bármely elektromechanikus mérőeszköznek van egy **aktív eleme**, amelynek van egy álló és mozgó része. E két rész között lép fel egy erő vagy nyomaték, amely hatására a mozgó rész elmozdul (lineáris vagy szögelmozdulás). A leggyakoribb a szögelmozdulás, mert ezáltal a forgó mozgó részhez mutatót csatolhatunk, amely egy rögzített skála előtt (beosztásokkal) mozdul el, és olvashatóvá teszi a forgó rész elmozdulását (kilengését).

A nyomatékra alapuló műszerekben a következő, a működést befolyásoló nyomatékkal számolunk:

- **Aktív (kitérítő) nyomaték** (M_a), amely valamely összefüggés szerint a mérendő mennyiség függvénye;
- **Visszatérítő (reaktív) nyomaték** (M_r), amely az aktív nyomaték ellen hat, az M_a hiányában a mozgó részt kezdeti nyugalmi állapotba hozza.
- **Csillapító nyomaték** (M_{cs}) a mozgó rész mozgását csillapított lengőrendszerre teszi.

A visszatérítő nyomatékot általában spirál vagy torziós szárlugók hozzák létre, így felírható:

$$M_r = D \cdot \alpha, \quad (2.2)$$

ahol D a rugó állandója és α a mozgó (lengő) rész szögkitérése. Egész irodalom foglalkozik a mozgó rész tranziens mozgásával, annak jellegével, tervezési előírásokkal. Mivel a műszerek felhasználóját ezek az elméleti elemzések nem érdeklik, mi csak azzal számolunk, hogy egy M_a aktív nyomaték hatására elindul a csillapított lengőmozgás, amely lecsillapodásával a mozgó rész stabil nyugalmi helyzetbe kerül, és ekkor a két nyomaték (aktív és reaktív) kiegyenlítődik.

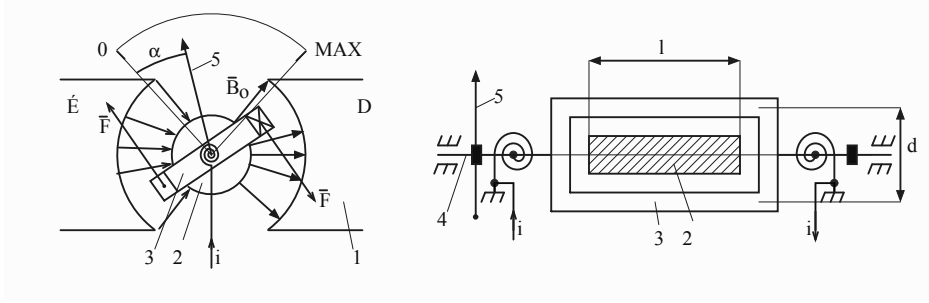
$$M_a = M_r. \quad (2.3)$$

Innen határozzuk meg az α kitérés (Y kimenő mennyiség) viszonyát az X bemenő, mérendő mennyiséggel. Működési elvük alapján elég sok elektromechanikus mérőműszert építettek: állandó mágnesű, elektrodinamikus (ferodinamikus), lágyvasas, indukciós, elektrosztatikus, rezonáns rezgőlapos, áramaránymérő műszereket. E műszerek közül a mai műszaki berendezésekben még használják az első négy típust. A továbbiakban ezekkel az elektromechanikus műszerekkel foglalkozunk.

2.1. Állandómágnesű (lengőtekercsű) műszer

A műszernek több változata ismert, a 2.2. ábrán az állandó mágneses terű felépítést mutatjuk be.

A műszer rögzített részéhez tartozik az 1 állandómágnes és a 2 lágyvas henger, amely által a teljes légrésben $B_0 = \text{áll. értékű}$, sugár irányú mágneses indukció jön létre. A mozgó rész tartalmazza a 3 lengőtekercszet a 4 tengelyre rögzítve, amelyre még rögzítik az 5 mutatót és a két rugót.



2.2. ábra. Állandó mágnesű műszer szerkezeti felépítése

A mutató tengelyellentétes oldalán ellensúly található, hogy a mutatóéllensúly együttes súlypontja a tengelyre essen. A két reaktív nyomatékot létrehozó rugón keresztül jut a mérendő i áram a lengőtekercsbe, amelynek N menetszáma van.

Az aktív nyomaték az aktív álló rész (állandó mágnes) és a mozgó aktív elem (lengő tekercs) között lép fel (B_0 és i között), mint elektromágneses erőpár nyomatéka. Ha az elemi $d\vec{l}$ huzal \vec{B} mágneses térbe kerül, akkor fellép a

$$d\vec{F} = i \cdot d\vec{l} \times \vec{B} \quad \text{elektromágneses erő.} \quad (2.4)$$

A (2.4) képletet alkalmazva a 2.2. ábrára megkapjuk a lengőtekercs egyik oldalára gyakorolt elektromágneses erőt:

$$F = i \cdot l \cdot N \cdot B_0, \quad (2.5)$$

ahol l a tekercsnek a légrésben haladó hatásos hossza (a lágyvas henger hossza). A tekercs két hatásos oldalára ható erők erőpárt alkotnak (d erőkar a tekercs középszélessége), amely kifejti az aktív nyomatékot:

$$M_a = F \cdot d = i \cdot l \cdot d \cdot N \cdot B_0 = k \cdot i, \quad (2.6)$$

ahol k állandó a műszer felépítéséhez köthető állandó elemeket tartalmaz. M_a hatására a lengőtekercs kitér, és α szögnél egyenlítődik a M_r reaktív nyomatékkal: $M_a = M_r$; $k \cdot i = D \cdot \alpha$; $\alpha = \frac{k}{D} \cdot i$. Ha $K_i = \frac{k}{D}$ jelölést alkalmazunk, akkor a lengőtekercs kitérése:

$$\alpha = K_i \cdot i. \quad (2.7)$$

Az összefüggés azt mutatja, hogy a műszer α kilengése és a mérendő i áram között lineáris összefüggés van, vagyis a mérőskálán az árambeosztás állandó közökkel lesz.

Elemezzük, milyen fajta áramban is mérhet ez a műszer? Ha i egyen-
áram (DC), akkor állandó értéke $i = I$ és az állandó M_a nyomaték eredmé-
nye az $\alpha = K_i \cdot I$ kilengés lesz, tehát **egyenáramban ampermérő**.

Ha az i váltóáram: $i = \sqrt{2}I \sin \omega t$, akkor vissza kell lépni az aktív
nyomatékhoz:

$m_a = k\sqrt{2}I \sin \omega t$, ahol I az áram effektív értéke, ω az áram szögfrek-
venciája ($\omega = 2\pi f$). Ez a nyomaték az áram frekvenciáján váltakozik. De
a lengőtekeres tehetetlen tömege nem képes követni a nyomatékot $f \leq 5\text{ Hz}$
felett. Így az ipari 50 Hz és e fölötti frekvenciájú áramnál a mozgó lengőte-
keres csak az aktív nyomaték középértékét képes követni, amely értéke:

$(M_a)_{\text{köz}} = \frac{1}{T} \int_0^T m_a dt = \frac{k\sqrt{2}I}{T} \int_0^T \sin \omega t dt = 0$, ahol $T = \frac{1}{f}$ az áram
és aktív nyomaték periódusa. Mint köztudott, egész perióduson számított
szinuszfüggvény középértéke zéró. Következik, hogy az állandómágnesű mű-
szer **nem mér közvetlenül váltóáramban**.

Összegezzük: az állandó mágnesű mérőműszer **csak egyenáramban
áramerősséget** mérő műszer. A vékony visszatérítő rugók miatt (amelye-
ken keresztül az áramot a lengőtekeresbe juttatjuk) a legnagyobb mérhető
áramerősség legtöbb néhány tíz mA, így a műszert jellemezzük:

- a műszer önmagában (I_0) mikro- vagy milliampermérő
($1 \mu\text{A} \dots 50 \text{ mA}$),
- a műszer belső ellenállása (R_0) a lengőtekeres ellenállása
($2 \Omega \dots 5 \text{ k}\Omega$),
- így a műszeren áthaladó I_0 áram $U_0 = R_0 I_0$ feszültségeséssel jár,
tehát állíthatjuk, hogy a műszer egy időben millivoltmérő is (a szélső
adatokat felhasználva $U_0 = 5 \text{ k}\Omega \cdot 1 \mu\text{A} = 5 \text{ mV}$; $U_0 = 50 \text{ mA} \cdot 2 \Omega =$
 100 mV).

2.1.1. Az állandómágnesű műszer mérési határának bővítése.

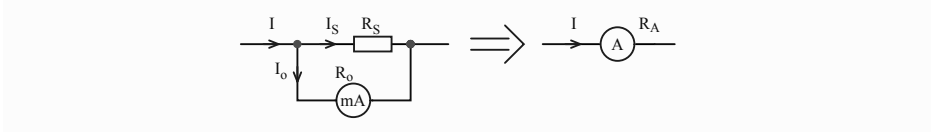
Amper- és voltmérők, ohmmérők

Az állandómágnesű műszer, amely csak egyenáramban működik, I_{0n}
mérési felső korláttal és R_0 belső ellenállással rendelkezik. Amint láttuk,
 I_{0n} mikroamper, illetve milliamper nagyságrendű, a megfelelő $U_{0n} = I_{0n} R_0$
pedig tíz millivoltok nagyságrendű. Ezeknél nagyobb áram és feszültség
mérésére elvileg egyszerű ellenállás bekötésével oldjuk meg a feladatot.

a) Söntök ampermérő felépítésére

Ha a mérendő áram erőssége $I \geq I_{0n}$, akkor a műszerrel párhuzamosan
csatlakoztatott ellenállással (sönt, az angol shunt szóból ered, ami párhúza-
mosságot jelent) lehet az I_{0n} mérési felső határt kibővíteni (2.3 ábra). Így

adott egy műszer ($R_0; I_{0n}$) és a megvalósítandó ampermérő I_n felső mérési határa. Kérdés: mekkora kell legyen az R_S sönt értéke?



2.3. ábra. Ampermérő felépítése söntöléssel

Felírjuk a következő egyenleteket (Kirchhoff és Ohm):

$$\begin{cases} I = I_0 + I_S \\ I_0 R_0 = I_S R_S \end{cases} \quad (2.8)$$

Kiküszöbölve I_S áramot kapjuk:

$$I = I_0 + \frac{I_0 R_0}{R_S}$$

$$R_S = \frac{R_0}{\frac{I}{I_0} - 1}.$$

Mivel a műszer skálája lineáris, az I/I_0 arány egyenlő az I_n/I_{0n} aránnyal, vagyis: $\frac{I}{I_0} = \frac{I_n}{I_{0n}} = n$ és ebből következik

$$R_S = \frac{R_0}{n - 1}. \quad (2.9)$$

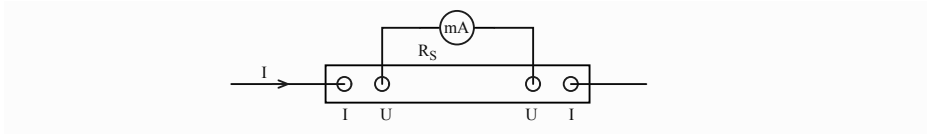
Az áramok n arányát a műszer áramhatár-bővítési tényezőjének nevezzük. A műszer és sönt együttesét immár ampermérőnek nevezzük, amelynek belső ellenállása:

$$R_A = R_0 \parallel R_S = \frac{R_0 R_S}{R_0 + R_S} \leq R_S.$$

Ha példaként egy $I_{0n} = 1 \text{ mA}$, $R_0 = 45 \text{ } \Omega$ adatú állandómágnesű műszert veszünk, amiből $I_n = 5 \text{ A}$ felső mérési határú ampermérőt akarunk létrehozni, akkor:

$n = \frac{5 \text{ A}}{1 \text{ mA}} = 5000$; $R_S = \frac{45 \text{ } \Omega}{5000 - 1} = 9,0018 \text{ m}\Omega$. Az így felépítendő ampermérő ellenállása: $R_A = \frac{45 \cdot 9,0018 \cdot 10^{-3}}{45 + 9,0018 \cdot 10^{-3}} = 9,0016 \text{ m}\Omega$.

Az ilyen kis értékű ellenállásokat ($10^{-1} \dots 10^{-6} \text{ } \Omega$) négykapcsú felépítésben vitelezik ki (2.4. ábra), ahol a külső két kapocs neve áramkapcsok (I-I), míg a két belső kapocs neve feszültségkapcsok (U-U). Az áramkapcsokkal

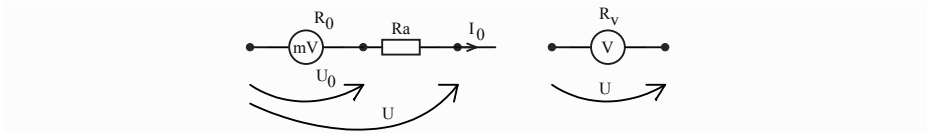


2.4. ábra. Kis ellenállású sönt

kötjük az ampermérőt a külső áramkörbe, míg a műszert a feszültségkapcsokhoz kötjük (innen látható, hogy az ellenállás kiszámított értéke a két feszültségkapocs között érvényes).

b) **Előtett ellenállás voltmérő felépítésére**

Ha a mérendő egyenfeszültség $U \geq U_{0n}$, akkor a műszerrel sorba kötött ellenállással oldhatjuk meg a feladatot (2.5 ábra).



2.5. ábra. Voltmérő felépítése előtett ellenállással

Adott mérőműszer ($U_{0n}; R_0$) és a kialakítandó voltmérő felső mérési határa (U_n) alapján kiszámítható az R_a előtett ellenállás (additional resistance). A 2.5. ábra alapján felírhatjuk:

$$\begin{cases} U = U_0 + R_a I_0 \\ U_0 = R_0 I_0 \end{cases} \quad (2.10)$$

Kiküszöbölve I_0 -t, kapjuk: $U = U_0 + \frac{R_a}{R_0} U_0$; $R_a = R_0 \left(\frac{U}{U_0} - 1 \right)$. Szintén felírhatjuk a műszer feszültséghatárának bővítési tényezőjét:

$n = \frac{U}{U_0} = \frac{U_n}{U_{0n}}$, aminek alapján

$$R_a = R_0(n - 1). \quad (2.11)$$

Az R_0 és R_a soros kapcsolásával kialakul az új voltmérő belső ellenállása: $R_v = R_0 + R_a$.

Alkalmazásként vegyük az előbbi példa műszerét: $R_0 = 45 \, \Omega$, $I_{0n} = 1 \, \text{mA}$, akkor $U_{0n} = R_0 I_{0n} = 45 \, \text{mV}$. A kialakítandó voltmérő felső mérési határát vegyük $U_n = 100 \, \text{V}$ -nak. Így:

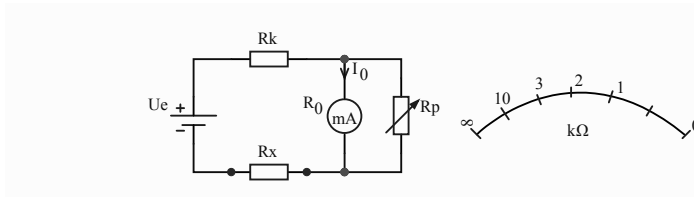
$$n = \frac{U_n}{U_{0n}} = \frac{100 \, \text{V}}{45 \, \text{mV}} = 2222,22;$$

$$R_a = 45(2222,22 - 1) = 99954,9 \, \Omega.$$

Az új voltmérő belső ellenállása $R_v = R_a + R_0 = 99999,9 \, \Omega \simeq 10^5 \, \Omega$. A voltmérőket belső ellenállásukon kívül (ami itt $100 \, k\Omega$) szoktuk jellemezni a fajlagos ellenállással: $r_V = \frac{R_V}{U_n} = \frac{10^5}{10^2} = 10^3 \, \Omega/V = 1 \, k\Omega/V$. Ez egy nagyon gyenge voltmérő jellemzője, hisz a jó belső ellenállású voltmérők $r_V \geq 100 \, k\Omega/V$ fajlagos ellenállásúak.

c) Ohmmérők

Az áramerősség és a feszültség energiahordozó mennyiségek, így az amper- és voltmérők a mért mennyiségből veszik fel a működésükhöz szükséges energiát. Az ellenállás már passzív mennyiség, amelynek méréséhez (tehát akár a jelenlétének érzékeléséhez) külső segédáramforrásra van szükség. Mellékáramforrással, állandó mágnesű műszerrel és néhány más ellenállással kialakíthatunk olyan mérőáramkört, amellyel ismeretlen ellenállások értékét mérhetjük. Az aránylag kis ellenállások mérésére ($10^{-2}, 10^3$) Ω párhuzamos ohmmérőket, az aránylag nagy ellenállások mérésére ($10^2, 10^7$) Ω soros ohmmérőket használunk. Mivel gyakrabban használtak, tekintsük a soros ohmmérőt (2.6. ábra).



2.6. ábra. Soros ohmmérő szerkezete és analóg kijelzője

Az áramkör tartalmaz egy egyenáramú áramforrást (U_e elektromotoros feszültséggel), amely általában száraz vegyi elem vagy akkumulátor, ha az ohmmérő kézi hordozható műszer. A műszeren áthaladó áram: $I_0 = \frac{U_e}{R_k + R_x + R_0 \parallel R_p} \cdot \frac{R_p}{R_0 + R_p}$, ahol $R_0 \parallel R_p = \frac{R_0 R_p}{R_0 + R_p}$. Az R_x mérendő ellenállásnak két szélső értékét elemezzük:

- ha $R_x = 0$ (a mérőkapcsok rövidre zárva):

$$I_0 = I_{0_{max}} = \frac{U_e}{R_k + R_0 \parallel R_p} \cdot \frac{R_p}{R_0 + R_p} \quad (2.12)$$

- ha $R_x \rightarrow \infty$ (mérőkapcsok üresben), akkor $I_0 = 0$.

Ha az $R_x = 0$ esetben nincs egy áramkorlátozó R_k ellenállás, akkor a mérőműszer árama rövidzár áram lesz, amely sokkal meghaladná a felső

I_{0n} áramkorlátot, a műszer károsodna. $R_x = 0$ helyzetben pontosan beállítjuk a mutatót a skála $R_x = 0$ (skála jobb széle, ahol $I_0 = I_{0max} = I_{0n}$) kijelzéséhez az R_p potenciométer szabályozásával (ez az első mérést előkészítő lépés, mely mindenképpen szükséges nem stabilizált áramforrás esetén). Az I_0 áram függése R_x -től nem lineáris, a skála beosztása a 2.6.b. ábrán láthatóan alakul. Ezek az ohmmérők több mérőskálával rendelkeznek, pl. $\times 1\text{ k}\Omega$, $\times 10\text{ k}\Omega$, ..., $\times 1\text{ M}\Omega$, így az ismeretlen, mérendő R_x mérésére a mérőskálát úgy állítjuk be, hogy a mutató az olvasható számok tartományában legyen (∞ -tól minél távolabb). Ekkor R_x értéke a mutató jelzése szorozva a mérőskálával. Például ha $\alpha = 3,15$, a beállított mérőskála $\times 10\text{ k}\Omega$, akkor $R_x = 3,15 \cdot 10\text{ k}\Omega = 31,5\text{ k}\Omega$.

Eddig egyetlen műszerből adalékos elemekkel három mérőműszert tudunk előállítani: egyenáramú ampermérőt, voltmérőt és ohmmérőt. Ezzel már kialakítható egy egyenáramú multiméter. De ez a gyakorlatban nem elégséges, a mérést ki kell terjeszteni váltóáramra is.

2.1.2. Diódás mérési egyenirányítók

A címben hangsúlyozzuk a mérés célját szolgáló adalékot, mivel itt a pontosság az első számú szempont, míg a tápforrások felépítésére kialakított egyenirányítóknál a teljesítmény hatásfoka a döntő szempont.

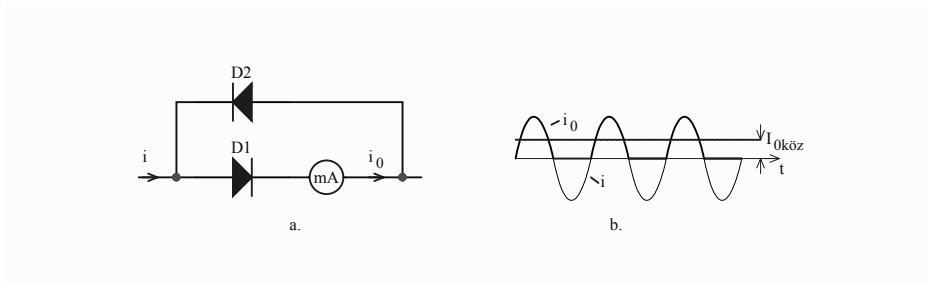
Az állandó mágnesű műszer csak egyenáramot mér. Ezért a váltóáramot a műszer számára egyenirányítani kell. A gyakorlatban egyutas és kétutas egyenirányítókat használunk.

a) Egyutas mérő egyenirányítók

A mérőműszert (egyenáramú) egy diódával sorosan kapcsoljuk (D1), míg ellenpárhuzamosan egy másik diódát (D2) teszünk, amelynek neve visszatérő dióda és ennek szerepe, hogy a mérendő i váltóáramnak ne változtassa meg a jellegét (más szóval a D1 dióda átengedi a pozitív félhullámot, a D2 pedig a negatív félhullámot), lásd 2.7. ábra.

A mérőműszeren csak a pozitív félhullám halad át, míg a negatív félhullámkor a műszeren nincs áram (i_0 görbéje). Mivel a műszer lengőtekeresűnek mechanikai tehetetlensége miatt ez bizonyos áramfrekvencia fölött ($f \geq 20\text{ Hz}$) csak az i_0 áram félhullámú középértékét képes követni:

$$\begin{aligned} (I_0)_{\text{köz}} &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} I \sin(\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{I}{\sqrt{2}\pi} \cdot (-\cos(\omega t)) \Big|_0^{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I = \frac{I}{2k_f}, \end{aligned} \quad (2.13)$$



2.7. ábra. Egyutas egyenirányító (a) és az áram időgörbéje (b)

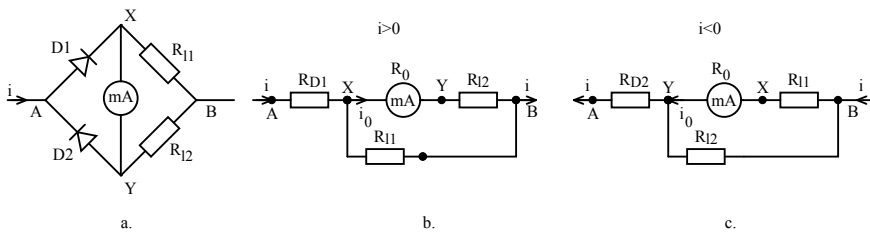
ahol k_f a szinuszjel formatényezője:

$$k_f = \frac{I}{I_{\text{köz}}} = 1.11.$$

Tehát az egyutas egyenirányítóval a műszer kitérése a váltóáram középértékének a felével arányos. De a mérőműszer skáláját I effektív értékben osztják be, ami helyes effektív érték, amennyiben az áramgörbe formatényezője tényleg $k_f = 1,11$.

b) Kétutas mérő egyenirányító

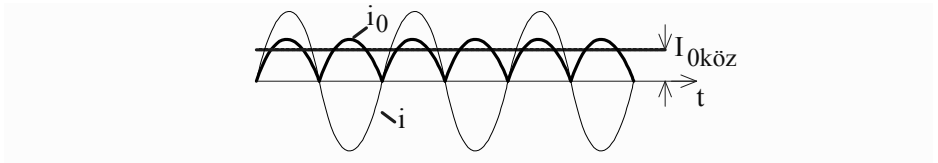
A diódás alapkapsolás, egyfázisú váltóáramnál, a négy diódás Graetz-híd. Méréstechnikai szempontból ez nem előnyös, mert az áram áthaladásakor az R_0 ellenállású műszerrel két nemlineáris dióda van sorba kötve, melyek ellenállásai főleg a kis áramok tartományában erős exponenciális jellegűek. Ezért mérő egyenirányítónak a Graetz-hídban két szomszédos diódát lineáris R_l ellenállással helyettesítenek, melyek általában nagyobb értékűek, mint R_0 (2.8. ábra). A két lineáris ellenállást R_{l1} és R_{l2} -vel jelöl-



2.8. ábra. Kétutas mérő egyenirányító (a) és az áramutak a pozitív (b) ill. negatív (c) félhullámkor

tük, hogy könnyebben követhető legyen az áramok útvonala, de ezek egyenlő értékűek $R_{l1} = R_{l2} = R_l$. Az áram útvonalai követhetőek a 2.8.b. ábrán

(pozitív félhullám, amikor az i áram egyezményesen A-tól B felé halad) és a 2.8.c. ábrán (negatív félhullám, az áram B-től A felé halad). Mindkét félhullám esetén az R_0 műszerellenállással sorban egy jelentős lineáris R_l ellenállás van, így a nemlineáris R_D ellenállás súlya az összellenállásban nagyon csökken. Az áramutakat követve láthatjuk, hogy mindkét félhullám esetén a műszeren átfolyó i_0 áram X-től Y felé halad, tehát megtörténik az egyenirányítási művelet. A 2.9. ábrán követhetjük az áramok időhullámait.



2.9. ábra. Az áramok időhullámait

Az i_0 áram értéke:

$$i_0 = \frac{R_l}{R_0 + 2R_l} i, \quad (2.14)$$

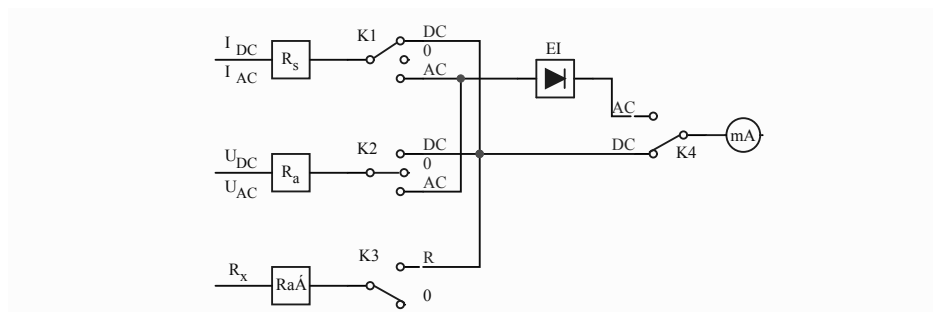
ami kevesebb, mint az i áram fele. A mérőműszer az i_0 pulzáló áram középértékét méri, vagyis:

$$I_{0köz} = \frac{1}{T} \int_0^T i_0 dt = \frac{R_l}{R_0 + 2R_l} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I = \frac{R_l}{R_0 + 2R_l} \cdot \frac{I}{k_f}. \quad (2.15)$$

Ebben az esetben is a műszer skáláját az I effektív értékekben osztják be, ami szintén csak $k_f = 1,11$ értékre ad helyes effektív értéket.

2.1.3. Multiméterek

Multiméternek nevezünk egy olyan mérőműszert, amely különböző beállítások mellett képes mérni villamos feszültséget (DC és AC), áramerősséget (DC és AC), valamint villamos ellenállást (DC). Az előbbiek alapján következik, hogy egyetlen állandó mágnesű műszer segítségével a multiméter minden minimális funkciója biztosítható. Ezen öt alapfunkció mellett még be szoktak építeni más funkciót is mint: áramkör folytonosságának a mérése, tranzisztorok egyes jellemzőinek a mérése, kondenzátorok kapacitásának a mérése. Az alapfunkciókat biztosító multiméter elvi rajza a 2.10. ábrán látható. Ampermérőt alakítunk ki az R_S söntsor segítségével, voltmérőt az R_a előtett ellenállásor segítségével és ohmmérőt ellenállásmérő adalékos



2.10. ábra. Multiméter tömbvázlata állandó mágnesű műszerrel

áramkörrel (R_{aA}). Ha váltóáramban kívánunk mérni, akkor beiktatjuk az EI egyenirányítót. A K1...K4 kapcsolók állása szerinti funkciók kialakítását a 2.2. táblázatban követhetjük.

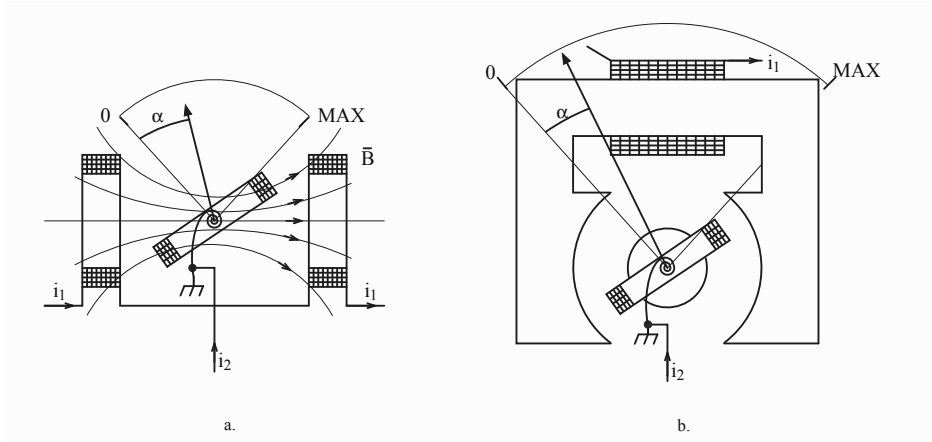
Sz	Mérőfunkció	Kapcsolók állása			
		K1	K2	K3	K4
1	Egyenáramú ampermérő (DC)	DC	0	0	DC
2	Váltóáramú ampermérő (AC)	AC	0	0	AC
3	Egyenfeszültségű voltmérő (DC)	0	DC	0	DC
4	Váltófeszültségű voltmérő (AC)	0	AC	0	AC
5	Ohmmérő	0	0	R	DC

2.2. táblázat. A multiméter funkcióinak kialakítása a kapcsolókkal

Az ilyen típusú, nem elektronikus műszerek váltóáramban legtöbb 100-200 kHz frekvenciáig tudnak áramot vagy feszültséget mérni. Az ellenárlásmérés mindig egyenáramban történik. A multiméterek AC pontossági osztálya mindig rosszabb a DC pontossági osztálynál. Pl. ha DC-ben az amper- és voltmérő pontossági osztálya $c = 1$, akkor az AC pontossági osztály $c = 1,5$ vagy rosszabb. Ez az egyenirányító beiktatása miatt történik.

2.2. Elektrodinamikus és ferodinamikus mérőműszerek

Az elektrodinamikus műszerek két áram (i_1 és i_2) között fellépő kölcsönhatáson alapulnak, amit elektrodinamikus erőnek (nyomatéknak) nevezünk. Ezen az elven alapuló műszereknek van egy elektrodinamikus változata (2.11.a. ábra), amely vasmag nélküli, ezért pontosabb, de kis aktív nyomatékot állít elő, a másik pedig a ferodinamikus változat (2.11.b. ábra), ahol vasmagos elektromágnes szerepel (nagyobb az aktív nyomaték). Mind-



2.11. ábra. Elektrodinamikus (a) és ferodinamikus (b) műszerek szerkezeti vázlata

két változatnál a mozgó rész egy lengőtekercs, hasonló az állandómágnesű műszeréhez, amelybe az i_2 áramot vezetik. A két műszer az álló részben különbözik:

- az elektrodinamikus műszernél két azonos tengelyű szimmetrikus légmagos tekercsből áll, amelybe az i_1 áramot vezetjük, így a \vec{B} mágneses tér i_1 árammal arányos;
- a ferodinamikus műszernél egy elektromágnes, melynek légrésében helyezkedik el a lengőtekercs, míg a mágneses teret az i_1 áram a vasmagra helyezett tekercssel állítja elő (tehát a mágneses tér szintén i_1 árammal arányos).

Mindkét esetben felírhatjuk a tekercsrendszer mágneses terének az energiáját:

$$W_m = \frac{L_1 i_1^2}{2} + \frac{L_2 i_2^2}{2} + L_{12} i_1 i_2, \quad (2.16)$$

ahol L_1 a rögzített tekercsek öninduktivitása, L_2 a lengőtekercs öninduktivitása és L_{12} a két tekercs kölcsönös inductivitása. A három inductivitás közül csak L_{12} függ az α kitéréstől. Alkalmazzuk az általános erők törvényét állandó i_1 és i_2 (nem szögfüggő) értékre, amely szerint a $W_m \propto$ szögbeli változásával létrejön egy aktív mechanikai nyomaték:

$$M_a = \left(\frac{dW_m}{d\alpha} \right)_{i_{1,2}=áll} = i_1 i_2 \frac{dL_{12}}{d\alpha}. \quad (2.17)$$

Elemezzük e nyomatékot egyen- és váltóáramban.

- Ha $i_1 = I_1, i_2 = I_2$ egyenáramok, akkor a (2.17) képlet szerinti aktív nyomaték $M_a = I_1 I_2 \frac{dL_{12}}{d\alpha}$, és amikor ez egyenlő lesz a visszatérítő (reaktív) M_r nyomatékkal, kapjuk:

$$M_r = M_a; D \cdot \alpha = I_1 I_2 \frac{dL_{12}}{d\alpha}, \text{ ahonnan az } \alpha \text{ kilengés}$$

$$\alpha = \frac{I_1 I_2}{D} \cdot \frac{dL_{12}}{d\alpha}. \quad (2.18)$$

- Ha $i_1 = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t)$ és $i_2 = \sqrt{2}I_2 \sin(\omega t - \varphi)$ váltóáramok (φ a fáziseltolás), akkor az aktív nyomaték pillanatnyi értéke:
 $m_a = i_1 i_2 \frac{dL_{12}}{d\alpha} = 2I_1 I_2 \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi)$. A szinuszok szorzatát összeggé alakítjuk: $m_a = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot I_1 I_2 [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)]$, ahol látható, hogy az m_a nyomatéknak van egy időfüggetlen összetevője és egy, az áramok kétszeres frekvenciáján változó, váltakozó összetevője. A lengőtekercs csak az m_a középvértékét képes követni, így

$$M_{a_{köz}} = \frac{1}{T} \int_0^T m_a dt = I_1 I_2 \cos \varphi, \quad (2.19)$$

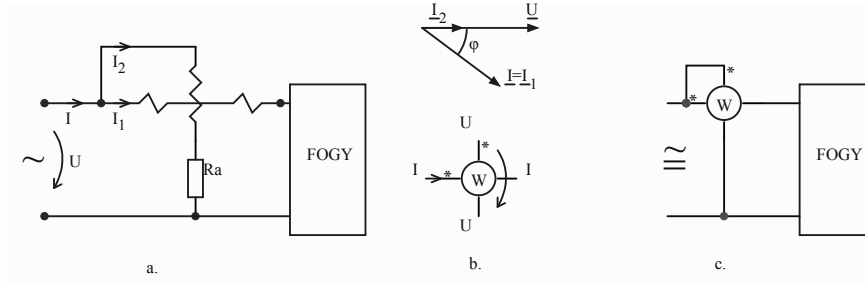
mivel a $\cos(2\omega t - \varphi)$ középvértéke zéró a periódus egész többszörösén. Tehát váltóáramban az aktív és a reaktív nyomatékok kiegyenlítődésekor (nyugalmi állapot): $M_r = M_a; D \cdot \alpha = I_1 I_2 \cos \varphi \frac{dL_{12}}{d\alpha}$, ahonnan a mutató kitérése:

$$\alpha = \frac{I_1 I_2 \cos \varphi}{D} \cdot \frac{dL_{12}}{d\alpha}. \quad (2.20)$$

Így már tudjuk jellemezni az elektro- és ferodinamikus műszereket:

- ezen műszerek egyenlő pontossággal mérnek egyen- és váltóáramban [a (2.18) és (2.20) képletek];
- a műszer egy elektromágneses szorzóelem, mivel a kimenő mennyiség (α kitérés) két bemenő áram szorzatával arányos.

Ezt a típusú műszert lehet használni ampermérőként ($I_1 = I, I_2 = kI$, akkor $\alpha = K_i I^2 \frac{dL_{1,2}}{d\alpha}$), voltmérőként (hasonlóan négyzetes függéssel), de felhasználva az elektromechanikus szorzó jellegét a leggyakrabban teljesítménymérő wattmérőként használjuk (2.12. ábra). A műszer wattmérővé kialakítását a 2.12.a. ábra szemlélteti, ahol a vízszintes tekercsek az állótekercsek (I_1 áram) és a függőleges a lengőtekercs (I_2 áram). A műszert



2.12. ábra. Elektrodinamikus wattmérő kialakítása (a), vektordiagram és jelkép (b), valamint a helyes áramkörbe kötés (c)

váltóáramban elemezzük, mert ez általánosabb áttekintést biztosít. Tekintsük egy FOGY fogyasztónak a váltóáramú hálózatra csatolásakor felvett teljesítménymérés lehetőségét (2.12.a. ábra). A tápfeszültség U és a felvett I áram között φ fáziseltolás van, amit a fogyasztó jellege határoz meg (lásd a 2.12.b. ábrán a vektordiagramot). Az elektrodinamikus mérőműszer álló tekercseit sorba kötjük a fogyasztó által felvett I árammal, és a lengőtekercset az U feszültséggel párhuzamba kötjük egy nagy értékű R_a ellenállás sorba kötésével. Ekkor felírhatjuk:

$I_2 = \frac{U}{R_a + \underline{Z}_2}$, ahol \underline{Z}_2 a lengőtekercs impedanciája. Amint az előbb kijelentettük, $R_a \gg |\underline{Z}_2|$, így \underline{Z}_2 elhanyagolható és

$$I_2 = \frac{U}{R_a}. \quad (2.21)$$

Innen látható, hogy az I_2 áram fázisban van az U feszültséggel. De a nagy R_a miatt $I_2 \ll I$, így tekinthetjük $I_1 = I$ egyenlőséget, tehát az álló tekercseken a fogyasztó I árama halad át. Figyelembe véve az előbbieket és a vektordiagramot, kapjuk:

$\alpha = \frac{I_1 I_2}{D} \cos \varphi \cdot \frac{dL_{12}}{d\alpha} = \frac{IU}{R_a D} \cos \varphi \cdot \frac{dL_{12}}{d\alpha}$. A tekercsrendszer megfelelő tervezésével kivitelezhető $\frac{dL_{12}}{d\alpha} = k$. Így:

$$\alpha = \frac{k}{R_a D} \cdot UI \cos \varphi = K_p \cdot P, \quad (2.22)$$

vagyis a műszer kilengése lineárisan függ az **aktív teljesítménytől** és a műszer egy wattmérő.

Ha visszatérünk az egyenáramú működésre a (2.18) alapján

$$\alpha = \frac{k}{R_a D} \cdot UI = K_p \cdot P, \quad (2.23)$$

ahol P az egyenáramú teljesítmény, tehát a wattmérő egyenlő módon mér egyenáramban teljesítményt és váltóáramban aktív teljesítményt.

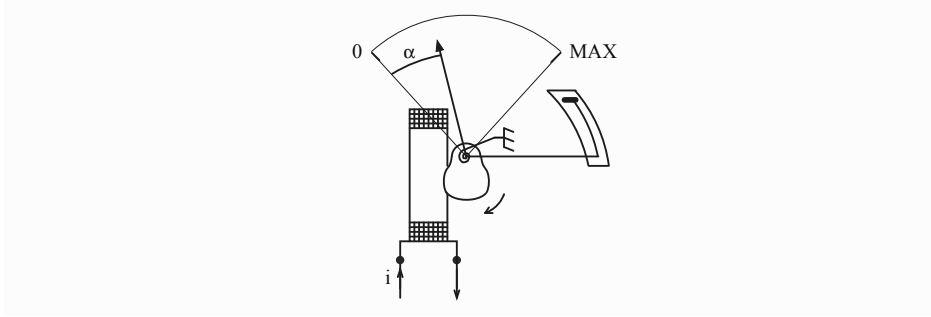
A wattmérőt a 2.12.b. ábrán látható jelképpel ábrázoljuk, miszerint van két áramkapocs (I-I) és két feszültségkapocs (U-U). Ezek közül egyik áramkapcsot és egyik feszültségkapcsot **polarizált** kapocsnak jelölünk meg. Egyenáramban nincs jelentősége a polarizált kapcsok bekötésének, de váltóáramban igenis van jelentősége. Az aktív teljesítmény képletét jól meghatározott referenciairány alkalmazásával adjuk meg. Ha a 2.12.b. ábrán látható U és I bekötést tiszteletben tartjuk, akkor az α kilengés pozitív, tehát a használatos skálában, olvashatóan mozdul el. Ha ellenben valamelyik mennyiséget (pl. U) fordított referenciával kötjük be, akkor a rákapcsolt feszültség a normál feszültséggel ellenfázisba kerül, és így $\underline{U}, \underline{I} = \pi - \varphi$ és a kilengés (2.22) szerint:

$\alpha = K_p \cdot U \cdot I \cdot \cos(\pi - \varphi) = -K_p \cdot P$, negatív lesz, ami nem olvasható és nem értékelhető.

A 2.12.c. ábra a wattmérő helyes bekötését ábrázolja mind DC, mind AC alkalmazásban.

2.3. Lágymas mérőműszerek

Az egyik legegyszerűbb, legteherbíróbb műszer, amit mai napig előszeretettel használnak a villamosenergia-hálózatokban helyi jellegű mérésekre. A műszer felépítése egyszerű: egy rögzített tekercs légmagjában mágneses tér jön létre, amely bevonz egy mozgó lágymaszt, amely egy tengely körül fordulhat el (2.13 ábra.). A mozgó részen található a mutató és egy légcillapító rendszer, melyek megadják a folyamatos, csillapított mozgás feltételeit.



2.13. ábra. Lággyvasas műszer felépítése

Az álló tekercsbe i áramot vezetünk, mely mágneses teret hoz létre, ennek az energiája $W_m = \frac{1}{2} Li^2$. Megint az általános erők törvényéhez folyamodunk, amely i -nek nem α szögtől függő esetében az aktív nyomatékot eredményezi:

$$M_a = \left(\frac{dW_m}{d\alpha} \right)_{i=\text{áll}} = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha}. \quad (2.24)$$

Ha i egyenáram $i = I$, akkor a kilengés nyugalmi állapotában

$$\alpha = \frac{I^2}{2D} \cdot \frac{dL}{d\alpha}. \quad (2.25)$$

Ha i váltóáram és ezt szinuszosnak feltételezzük, akkor a pillanatnyi nyomaték:

$$m_a = \frac{1}{2} (\sqrt{2} I \sin(\omega t))^2 \frac{dL}{d\alpha} = I^2 \sin^2 \omega t \frac{dL}{d\alpha} = \frac{I^2}{2} (1 - \cos 2\omega t) \frac{dL}{d\alpha}.$$

Ez megint tartalmaz egyenösszetevőt és egy, az áram frekvenciájának kétszeresével változó összetevőt. A mozgó rész tehetetlensége miatt ez csak az m_a középértékét követheti, amely maga az egyenösszetevő:

$$M_{a_{\text{köz}}} = \frac{I^2}{2} \frac{dL}{d\alpha}.$$

A kilengés csillapodása után $M_{a_{\text{köz}}} = M_r$, tehát

$$\alpha = \frac{I^2}{2D} \cdot \frac{dL}{d\alpha}. \quad (2.26)$$

Amint látjuk, a (2.25) és (2.26) képletek formailag azonosak, csak a (2.25)-ben az I az egyenáram értéke, míg a (2.26)-ban I a váltóáram effektív értéke. Tehát a lágyvasas műszer egyenlően mér (azonos skálán) mind egyen-, mind váltóáramban, de a gyakorlatban majdnem kizárólag váltóáramban alkalmazzák. Ha $dL/d\alpha = \text{áll.}$, akkor a skálabeosztás négyzetes jellegű, ami nem előnyös. A tekercs és a vasmag megfelelő tervezésével majdnem lineáris (egyenletes) skálabeosztást lehet elérni.

A lágyvasas műszert ampermérőként és voltmérőként alkalmazzák. Mivel a mérendő áram csak az álló részen halad át, a műszerek bármilyen adalékos elem nélkül $10\text{ mA} - 200\text{ A}$ felső mérési határos áram mérésére gyárthatók.

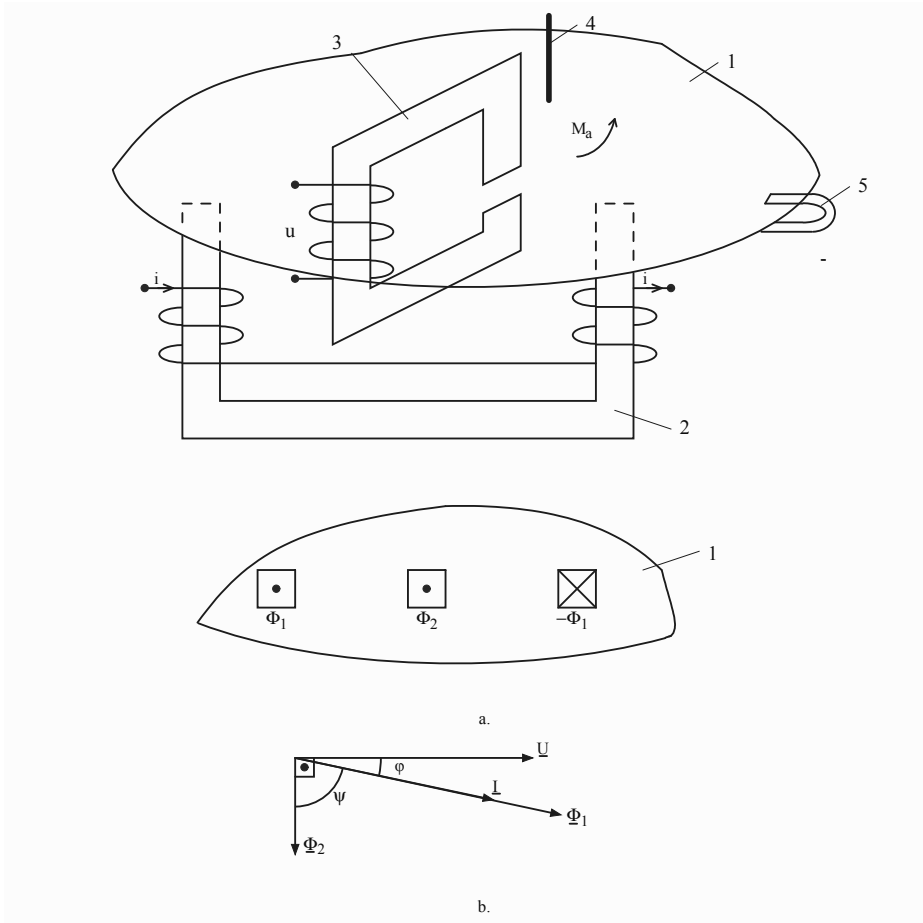
2.4. Indukciós energiamérők

A villamos energiát (váltóáramban aktív és meddő) kell mérni mind az energiatermelő, mind az energiafogyasztó oldalon. Ez fontos az energia értékének anyagi megtérítéséhez, valamint az energiahálózatokon a szállítás hatékonnyá tételéhez. Még ma is használatos az indukciós energiamérő, amely elektromechanikus műszer, de mind több helyen ezek helyét átveszik az elektronikus energiamérők.

Az indukciós energiamérők elméleti elemzése bonyolultabb, ezért egy leegyszerűsített elemzést fogunk bemutatni. A legelterjedtebb műszer a háromfluxusos műszer, melynek a radiális felépítésű változat szerkezeti vázlatát mutatjuk be a 2.14.a. ábrán. A műszer egy könnyűfém-ből (Al) készült 1 korong köré van kialakítva. A korong a 4 tengely körül forog az áram-elektromágnes (2) és a feszültség-elektromágnes (3) által előállított mágneses terek kölcsönhatása eredményeként létrejövő aktív nyomaték kialakítására.

A műszer szerkezete alatti korongrészleten (szintén 2.14.a. ábra) láthatjuk, hogy a Φ_1 mágneses fluxus (a 2 elektromágnes pólusai) kétszer hatol át az alumíniumkorongon, míg a Φ_2 fluxus (a 3 elektromágnes pólusa) egyszer hatol át. Így látható a három fluxus.

A műszer csak váltóáramban működik, evégett mindenik mágneses fluxus körül $e_k = \frac{d\Phi_k}{dt}$ elektromotoros feszültség **indukálódik**, amelyek a fémkorongban örvényáramokat hoznak létre (I' a Φ_1 -ből, I'' a Φ_2 -ből). Az örvényáramok és a pólusok fluxusainak kölcsönhatásaiból elektromágneses erők jönnek létre, amelyek érintőmenti irányuk végett létrehoznak egy



2.14. ábra. A háromfluxusos indukciós műszer szerkezeti vázlata (a) és az energiamérő vektor diagramja (b)

M_a aktív nyomaték középértéket:

$$M_a = k_1 \omega \Phi_1 \Phi_2 \sin \Psi, \quad (2.27)$$

ahol Ψ a két fluxus fáziskülönbsége. A nyomaték frekvenciafüggő létrejöttét a Φ_1 és I'' , ill. Φ_2 és I' fluxus-örvényáram párosoknak köszönhetjük. Az M_a nyomaték hatására a korong a 4 tengely körül forog. Az aktív nyomatékot kiegyensúlyozó, fékező nyomatékot egy 5, a korongot átölelő állandó mágnes hozza létre, szintén örvényáram-mágneses tér kölcsönhatása alapján.

Ha az áram-elektromágnesre csak néhány menetet tekercselünk, akkor gyakorlatilag Φ_1 fázisban van az I árammal (2.14.b ábra). A feszültség-elektromágnes tekercse nagy menetszámú, kis keresztmetszetű huzalból készül, így a Φ_2 fluxus gyakorlatilag az U feszültség mögött van $\pi/2$ -vel. Így felírhatjuk, hogy I áram és U feszültség hatása alatt:

$$M_a = k_1 \omega k_2 I k_3 U \sin\left(\frac{\pi}{2} - \phi\right) = k_4 \omega U I \cos \phi = k_4 \omega P, \quad (2.28)$$

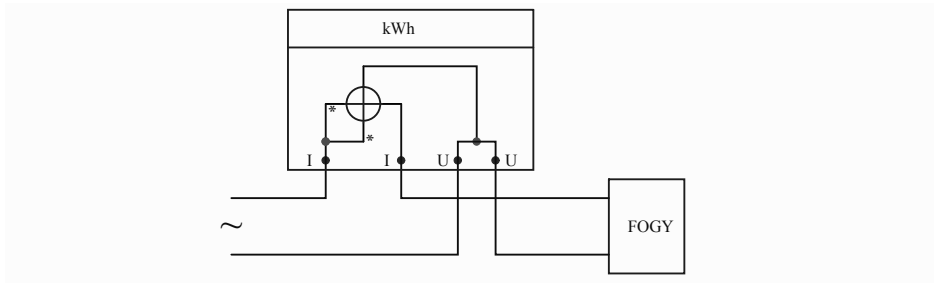
vagyis az aktív nyomaték arányos az aktív teljesítménnyel (a k_2 és k_3 állandók a Φ_1 és Φ_2 létrehozásának tényezői és $k_4 = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3$). Ha az aktív villamos energia meghatározását nézzük:

$$W_a = \int_t P dt, \quad (2.29)$$

akkor az aktív nyomatékot kellene integrálni (mechanikusan), és olyan eredményt kapnánk, ami az energia értékét adná. A mechanikus integrálás módja a forgástengelyre csatlakoztatott fordulatszám-mérő, amely egy tízes számrendszerű forgó korongos kijelzőn megjeleníti az integrálás eredményét. A fordulatok száma:

$$N = \int_t M_a dt = \int_t k_4 \omega P dt = K W_a. \quad (2.30)$$

A K állandó az energiamérő óra állandója, amelyet ford/kWh egységben adnak meg. Pl. ha $K = 180$ ford/kWh, akkor a korong 180 fordulata után lesz kijelvezve $W_a = 1 \text{ kWh}$ ($W_a = N/K$). A példában és gyakorlatban az aktív energia mérésére a kWh ($3,6 \cdot 10^6 = 180 \text{ J}$), az SI-ben elfogadott mértékegységet használjuk (úgyisintén a MWh-t).



2.15. ábra. Energiamérő (óra) bekötése a hálózatba

Az immár bemutatott energiamérőt a 2.15. ábra szerint kötik be egy fogyasztó (energiatermelő) áramkörébe.

A műszer belsejébe berajzoltuk az aktív elemet (vízszintes az áramtekercs, függőleges a feszültségtekercs). Négy külső kapocs van (2 áram- és 2 feszültségkapocs). A belső kapcsolás úgy van elrendezve, hogy az energiaszállító vezetékeket (ezek szigetelt, nagyobb keresztmetszetű huzalok) a szerelő személy csak elvágja, a szigetelést kis hosszon letisztítja, és az I-I, ill. U-U műszerkapcsolásokhoz rögzíti csavar-lapocska szerkezetbe.

Itt az egyfázisú aktív energiamérőt mutattuk be. A villamos hálózat minden fő csatlakozási pontján az energiaátadást kell mérni, ezért a háromfázisú aktív és meddő energiamérők széles körű változatát építik és használják, amelyeket immár itt nem tárgyaljuk.

3. fejezet

Mérőhidak és kompenzátorok

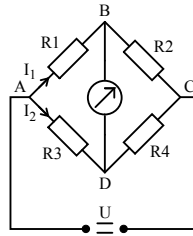
A mérőhidak olyan mérőeszközök, amelyek impedanciák (ellenállás, induktivitás, kapacitás) mérésére vannak kialakítva és referenciákból, illetve műszerből állnak, külső energiabevittel. Az egyenáramú hidak csak vilamos ellenállást, míg a váltóáramú hidak az impedancia mindenik összetevőjét mérhetik. A kiegyensúlyozott hidak a méréstechnika legpontosabb eszközei közé tartoznak.

3.1. Egyenáramú hidak

3.1.1. A Wheatstone-híd

A Wheatstone-hídat alapszerkezetnek tekintjük (3.1. ábra), amelyben megnevezhetjük a híd négy ágát (minden ágban egy ellenállás van), a tápátlót (A, C) és a mérőátlót (B, D), egyenáramú tápforrást és egy áram- vagy feszültségmérő műszert. A négy ellenállás közül általában egy ismeretlen (méréndő), míg a másik három referencia-ellenállás (nagy pontossággal ismert értékű). A híd egyik fontos állapota az **egyensúlyi állapot**, amikor az AC átlóban táplált hídnak a BD átlójában zéró feszültséget (áramot) érzékelünk ($U_{BD} = 0, V_B = V_D$). A híd mérési jellemzőit általában az egyensúlyi helyzetben és ennek környékén határozzuk meg. A Wheatstone-híd egyensúlyi állapotában ($U_{BD} = 0$) felírhatjuk:

$$R_1 I_1 = R_3 I_2; R_2 I_1 = R_4 I_2.$$



3.1. ábra. A Wheatstone híd

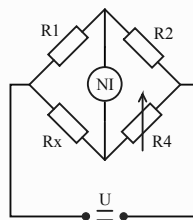
A két egyenletet osztjuk tagonként és kapjuk:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}, \text{ vagyis } R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (3.1)$$

A (3.1) egyenletet nevezzük a híd **egyensúlyi feltételének**, vagyis a híd akkor van egyensúlyban, ha a szemben fekvő ágak ellenállásainak szorzatai egyenlők. Attól függően, hogy a mérési eljárás az egyensúlyi állapotot célozza meg, vagy egy e körüli állapotot, két működési mód létezik: a kiegyensúlyozott és a kiegyensúlyozatlan.

a) Kiegyensúlyozott Wheatstone-híd

Mivel a cél a mérőhíd egyensúlyba hozása, a hídban (3.2. ábra) egy változtatható értékű (referencia) ellenállás található (R_4). A másik három



3.2. ábra. A kiegyensúlyozott Wheatstone-híd

hídágban a mérendő R_x és két ismert értékű (referencia) R_1, R_2 ellenállás található. A mérési eljárás célja: a híd egyensúlyi állapotának megteremtése, amihez egy NI nullindikátort kapcsolunk a mérőátlóba. Ez egy kifszült-ségre (áramra) érzékeny műszer, amely lehet:

- galvanométer, ami egy állandó mágnesű mérőműszer, nagy érzékenységre kialakítva, amely érzékenysége $S_i = 10^{-10} \dots 10^{-8} \text{ A}$, ill. $S_u = 10^{-8} \dots 10^{-6} \text{ V}$,
- elektronikus erősítő, szintén nagy feszültségérzékenységre kialakítva.

A mérendő ellenállás beiktatása és az R_1 és R_2 helyes megválasztása után következik a híd kiegyensúlyozása a változtatható R_4 ellenállással. Amikor a nullindikátor a kiegyensúlyozott állapotot jelzi (nulla áram, nulla feszültség), akkor felírhatjuk:

$$R_1 R_4 = R_2 R_x, \text{ ahonnan } R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_4. \quad (3.2)$$

A (3.2) kifejezés alapján a mérendő ellenállás abszolút értékét határozzuk meg ohm mértékegységben. Az erre a célra kialakított Wheatstone-hidaknál általában az R_1/R_2 arányt tíz egész hatványaként alakítják ki, így $R_x = R_4 \cdot 10^k \Omega$ egyszerű alakban kapható meg.

Az ellenállás mérési hibáját a logaritmálás egyszerű módja szerint számítjuk ki (1.5.3. alfejezet végén):

$$\ln(R_x) = \ln(R_1) - \ln(R_2) + \ln(R_4);$$

$$\frac{dR_x}{R_x} = \frac{dR_1}{R_1} - \frac{dR_2}{R_2} + \frac{dR_4}{R_4},$$

ahonnan a lehetséges legnagyobb relatív hiba kifejezését kapjuk:

$$\left(\frac{\Delta R_x}{R_x} \right)_{max} = \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_4}{R_4} + \frac{\Delta \alpha}{S}, \quad (3.3)$$

ahol az utolsó tényezőt a nullindikátor véges érzékenysége miatt adtuk hozzá. Ebben a képletben, $\Delta R_k/R_k$ $k = 1, 2, 4$ az ellenállások részhibái megegyeznek a pontossági osztályaikkal, míg a negyedik tényezőben $\Delta \alpha$ a nullindikátor legkisebb értelmezhető skálaintervalluma és az érzékenységnek az

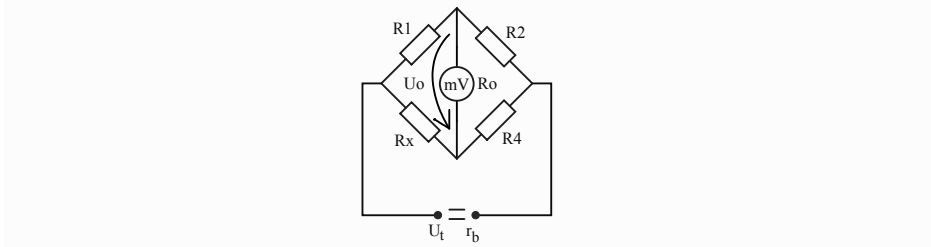
$$S = \lim_{\Delta R_4 \rightarrow 0} \frac{\Delta \alpha}{\Delta R_4} \cdot R_4 \quad (3.4)$$

meghatározást alkalmazzuk, ahol $\Delta \alpha$ a nullindikátor kitéréskülönbsége ΔR_4 ellenállás-változásra.

Laboratóriumi körülmények között az ellenállások relatív hibái $10^{-2} \dots 10^{-3}\%$ nagyságrendűek, így az R_x mérési hibája is megfelelően kicsi. A Wheatstone-hidak általános nagyságrendű ellenállások ($10^{-1} \dots 10^7 \Omega$) mérésére használhatók.

b) Kiegyensúlyozatlan Wheatstone-híd

Ebben az esetben is az egyik ágba a mérendő R_x ellenállás található és a másik három ellenállás rögzített értékű (3.3 ábra).



3.3. ábra. A kiegyensúlyozatlan Wheatstone-híd

A mérendő R_x ellenállás egy bizonyos R_{x0} („nyugalmi”) értékére a híd egyensúlyi állapotban van:

$$R_1 R_4 = R_2 R_{x0}.$$

Ha R_x értékében változás áll be ($R_x = R_{x0} + \Delta R_x$) akkor a híd kilép egyensúlyi állapotából, és a mérőátlóban U_0 kimenő feszültség alakul ki:

$$U_0 = U_t \frac{R_x R_2 - R_1 R_4}{N}, \quad (3.5)$$

ahol U_t a tápfeszültség és N egy nevező, amely függ a híd összes ellenállásától, beleértve az áramforrás r_b belső ellenállását is. Gondos tervezéssel a nevező majdnem állandó értéken tartható, így a kimenő feszültség

$$U_0 = K \cdot U_t \cdot \Delta R_x \quad (3.6)$$

alakú lesz, ahol $K = R_2/N$. A mérőműszer lehet egyenáramú elektromechanikus millivoltmérő, vagy egy elektronikus erősítő bemeneti fokozata.

A (3.6) összefüggésből következik, hogy a kiegyensúlyozatlan híd nem R_x abszolút értékét (Ω) méri, hanem az R_{x0} **egyensúlyi értékéhez viszonyított változását**, ΔR_x -et.

A mérési hiba becslése érdekében (3.6)-ból kifejezzük $\Delta R_x = \frac{U_0}{K \cdot U_t}$, amelyre alkalmazva az egyszerűsített hibaszámítást megkapjuk az ellenállás mérésének a legnagyobb lehetséges hibáját

$$\left(\frac{\Delta(\Delta R_x)}{R_x} \right)_{max} = \frac{\Delta U_0}{U_0} + \frac{\Delta U_t}{U_t} + \frac{\Delta K}{K}, \quad (3.7)$$

ahol:

- $\frac{\Delta U_0}{U_0}$ a mérőműszer mérési hibája $(\varepsilon_v = c_v \cdot \frac{U_n}{U})$;
- $\frac{\Delta U_t}{U_t}$ a tápfeszültség állandóságának a hibája, ahonnan látszik, hogy célszerű jól stabilizált feszültségátforrást használni;
- $\frac{\Delta K}{K}$ az N nevező kiszámításakor felhasznált egyszerűsítésekből és megközelítésekből adódó, valamint R_1, R_2 és R_4 ellenállások pontosságából eredő hiba.

A hibaelemzésből látható, hogy a kiegyensúlyozatlan üzemmódú Wheatstone-híd hibája nem csökkenthető a mérőátlóba illesztett műszer pontossági osztálya alá.

Gyakorlati alkalmazásokban a híd kiegyensúlyozatlan üzemmódját leginkább ellenállás-változáson alapuló érzékelők mérésére használják. Tekintsünk például egy R_x hőellenállást, amely ha fémellenállás (réz, platina, Au Pa, Ag Pa ötvözetek), akkor az R_x hőfüggése:

$$R_x = R_{x_0}(1 + \alpha \Delta t),$$

ahol $\Delta t = t - t_0$, R_x az ellenállás t hőmérsékleten míg R_{x_0} a $t_0[^\circ\text{C}]$ hőmérsékleten. Ha az alapértéket, R_{x_0} -t $t_0 = 0^\circ\text{C}$ -on tekintjük, akkor

$$R_x = R_{x_0} + R_{x_0} \alpha t$$

(α a fémellenállás lineáris hőfüggési tényezője). A híd kimeneti feszültsége:

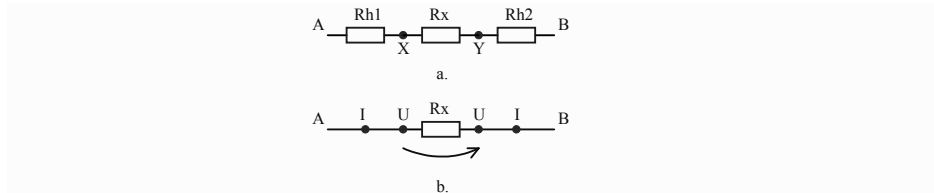
$$U_0 = K \cdot U_t \cdot R_{x_0} \cdot \alpha \cdot t = K_t \cdot t, \quad (3.8)$$

ahol K_t egy $V/^\circ\text{C}$ méretű állandó. Tehát ebben az esetben a mérőhíd lényegében egy fémhőellenállásos **hőmérő**, amelynél a mérőműszer skáláját közvetlenül hőmérsékletfokokban oszthatjuk be.

3.1.2. A Thomson (Kelvin) kettős híd

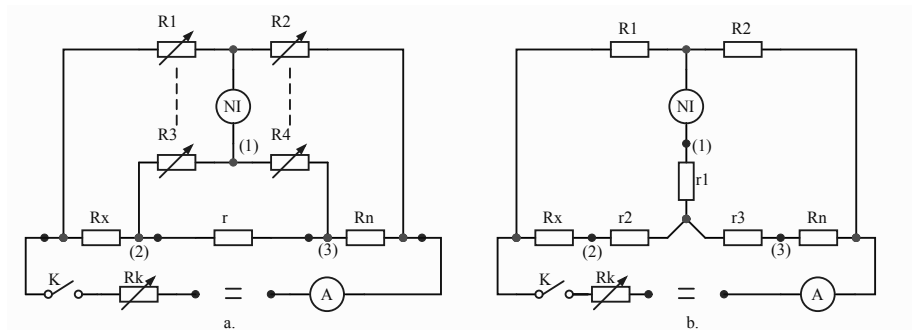
Nagyon kis ellenállások ($10^{-6} \dots 10^{-1} \Omega$) mérésére a Wheatstone-híd nem alkalmas az ellenállást a hídba bekötő elemek (vezeték, csatlakozási felület) R_x -szel összemérhető nagyságrendű értékei miatt. Kétpólusként kezelt ellenállás (R_x) esetében (3.4.a. ábra) az ellenállás X, Y végződéseit (kapcsok) be kell kötni a mérőstruktúrába. Így az R_{h1} és R_{h2} huzalellenállások sorbakötve jelennek meg egy Wheatstone-híddal való mérésben, így ez az $(R_x + R_{h1} + R_{h2})$ összellenállást mérné. $R_{h1,2}$ milliohm nagyságrendű, tehát akár nagyobb is lehet mint a mérendő R_x . Ennek kiküszöbölése céljából alakították ki a négypólusú ellenállás-szerkezetet (3.4.b. ábra), ahol a bekötő huzalok az I-I áramkapcsokhoz csatlakoznak, míg a tényleges R_x értékű

rész az U-U feszültségkapcsok között pontosan érzékelhető és felhasználható. Ilyen ellenállások mérésére lett feltalálva a Thomson-híd (amelyet még Kelvin-hídnak is neveznek, William Thomson fizikusról, lord Kelvinről, az abszolút hőmérséklet skála bevezetőjéről).



3.4. ábra. Kétpólusú (a) és négy-pólusú (b) ellenállás

A Thomson-hídat kettős hídnak is nevezik a gyakorlatilag két egymásara tevődő hídstruktúra miatt (3.5.a. ábra).



3.5. ábra. A Thomson-híd kapcsolási rajza (a) és egyenértékű rajza (b)

A mérendő R_x és a vele hasonló nagyságrendű R_n (normál) referencia-ellenállások négy-pólusúként vannak kialakítva. A nullindikátort a felső híd mérőátlójába helyezzük el. Az r ellenállás egy, az R_x és R_n -t összekötő nagy keresztmetszetű, rövid kábel (a híd építője kiköti pl. $r < 0,002 \Omega$). Ha nem iktatnánk be egy áramkorlátozó R_k ellenállást a tápforrással sorban, akkor a tápforrás gyakorlatilag rövidzárban lenne. Az A ampermérőt azért iktatjuk be, hogy az áramerősséget az R_x és R_n áramtűrési határára belül tarthassuk.

A híd egyensúlyi feltételének meghatározása céljából a 3.5.a. ábrán látható 1, 2, 3 ellenállás-háromszöget 1, 2, 3 csillagkapcsolássá alakítjuk a

3.5.b. ábra szerint:

$$r_1 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4 + r}; r_2 = \frac{R_3 r}{R_3 + R_4 + r}; r_3 = \frac{R_4 r}{R_3 + R_4 + r}.$$

Ezáltal egy Wheatstone-hídstruktúrát kaptunk, amelyre már felírhatjuk az egyensúlyi feltételt:

$$R_1(r_3 + R_n) = R_2(r_2 + R_x). \quad (3.9)$$

Az egyenletből kifejezzük R_x -et:

$$R_x = \frac{R_1 R_n}{R_2} + \frac{r(R_1 R_4 - R_2 R_3)}{R_2(R_3 + R_4 + r)}. \quad (3.10)$$

Ha R_x kifejezésében ki tudnánk küszöbölni a második tagot, akkor R_x egyszerű Wheatstone-hídszerű egyenlettel lenne kiszámítható. És ez lehetséges két részmegoldás bevezetésével:

- $r \approx 0$ érték megközelítése (már említettük, hogy a híd gyártója kötelező r felső korlátot ír elő),
- $R_1 R_4 = R_2 R_3$ egyenlőség állandóan érvényben tartása.

Ennek megvalósítására az $R_{1,2,3,4}$ ellenállásokat egyidejűleg szabályozható értékűeknek alakítják ki (dupla, kettős ellenállások), miszerint $R_1 = R_3$ és $R_2 = R_4$ (a 3.5.a. ábrán az R_1 -et R_3 -mal, ill. R_2 -t R_4 -gyel összekötő szaggatott vonal mechanikai kapcsolatot jelent, vagyis ha R_1 -et változtatjuk, vele egyszerre R_3 is változik, így mindig $R_1 = R_3$, hasonlóan R_2 és R_4).

Ezekkel a megoldásokkal a mérendő ellenállás értéke:

$$R_x = \frac{R_n}{R_2} \cdot R_1. \quad (3.11)$$

A képletet ebben a formában írtuk, mivel általában az R_n/R_2 arányt 10^{-k} -szerűen alakítják (skálaválasztás) és R_1 ellenállás szabályozható (pl. dekád ellenállás), amely értéke a tizedes vessző mozdításával adja R_x értékét.

Thomson-híd segítségével méri a söntöket, etalon-ellenállásokat, fémrudakat, kábeleket.

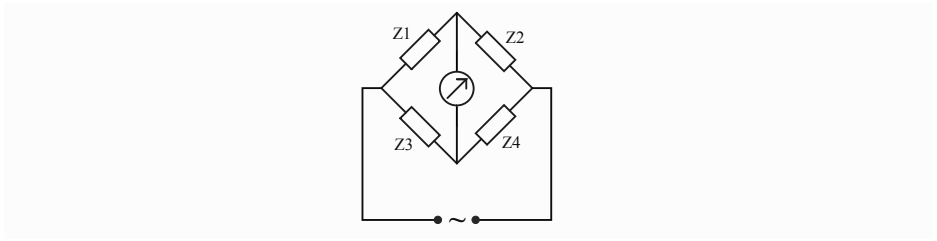
3.2. Váltóáramú mérőhidak

A váltóáramú mérőhidakat két fő csoportba osztjuk:

- mágnesesen nem kapcsolódó hidak (tulajdonképpeni váltóáramú hidak), amelyben egyetlen ág sincs mágneses kapcsolatban külső elemekkel;
- mágnesesen kapcsolódó (transzformátoros) hidak, ahol legalább egy ág mágneses összeköttetésben van külső elemmel.

A második csoportba tartozó hidak száma elenyésző az első csoportbeliekhez képest, ezért ezt a témát a tulajdonképpeni hidak elemzésével merítjük ki.

Egy klasszikus váltóáramú hídnak (3.6. ábra) szintén négy ága van,



3.6. ábra. Váltóáramú híd

ezek Z_k impedanciák, és a hidat váltóáramú tápforrásra kapcsoljuk. A váltóáramú mérőhidakat is használják kiegyensúlyozott és kiegyensúlyozatlan üzemmódban, mindkét esetben fontos az egyensúlyi feltétel elemzése.

Az egyenáramú híddal hasonló megfontolásból a váltóáramú híd egyensúlyi feltétele:

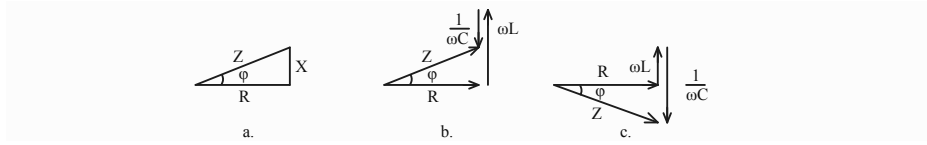
$$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3. \quad (3.12)$$

Nyilván egyensúlyi állapotban a mérőátlóban a feszültség nulla. A \underline{Z} impedanciákat komplex szám alakjában írjuk fel, ezeknek van valós, ill. képzetes része. A konkrét impedancia kifejezése függ az ágba szereplő elemek soros vagy párhuzamos kapcsolásától, de általánosítva az impedanciákat a következő alakokban írhatjuk fel az impedancia-háromszög alapján (3.7.a. ábra):

- **Descartes** (merőleges tengelyű) rendszerben:

$$\underline{Z} = R + jX, \quad (3.13)$$

ahol R az impedancia aktív része (egyszerű esetben R az **ellenállás**) és X az impedancia reaktív része, a **reaktancia**.



3.7. ábra. Impedancia-háromszög (a), induktív jellegű (b) és kapacitív jellegű (c) impedanciák vektordiagramja

Ha R, L, C soros elemekből álló impedanciánk van, akkor

$$\underline{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right),$$

ahol L – öninduktivitás (H – henry) és C – kapacitás (F – farad). R és X mértékegysége az ohm (Ω). X lehet pozitív vagy negatív.

– **Poláris koordinátákban:**

$$\underline{Z} = Z \cdot e^{j\varphi}, \quad (3.14)$$

ahol Z az impedancia modulusa és φ az argumentuma.

A (3.13) és (3.14) alakok között az összefüggés:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}; \varphi = \arctg\left(\frac{X}{R}\right). \quad (3.15)$$

Mivel fontos az argumentum előjele, a 3.7.b. ábrán egy **induktív jellegű** soros impedancia vektordiagramját adtuk meg, ahol $\omega L > \frac{1}{\omega C}$, így a φ argumentum pozitív ($\varphi > 0$), a 3.7.c. ábrán **kapacitív jellegű** impedanciát látunk, ahol $\frac{1}{\omega C} > \omega L$ és az argumentum negatív ($\varphi < 0$).

Elemezzük a (3.12) egyensúlyi feltételt előbb az impedanciák poláris felírási alakjában (**minőségi elemzés**):

$$Z_1 \cdot e^{j\varphi_1} \cdot Z_4 \cdot e^{j\varphi_4} = Z_2 \cdot e^{j\varphi_2} \cdot Z_3 \cdot e^{j\varphi_3},$$

vagyis

$$Z_1 \cdot Z_4 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} = Z_2 \cdot Z_3 \cdot e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)} \quad (3.16)$$

Az egyenlőség két oldalán található komplex számok egyenlőek, ha:

– a modulusok szorzata egyenlő:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3, \quad (3.17)$$

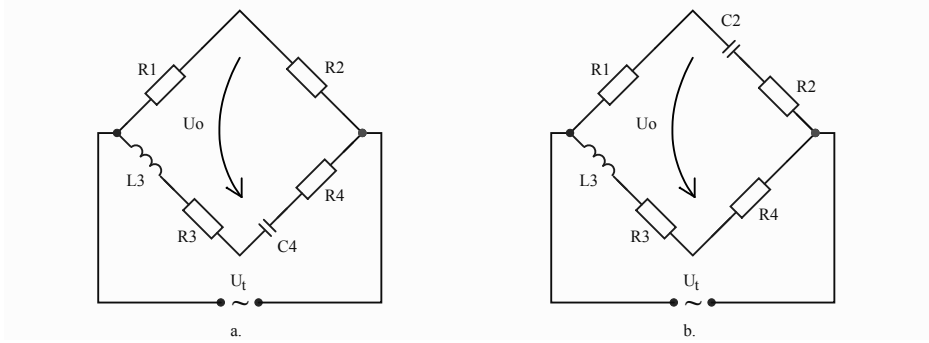
– az argumentumok összegei egyenlőek:

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \quad (3.18)$$

Első megjegyzésként állapítsuk meg, hogy az egyenáramú hídtól eltérően (itt egy egyensúlyi feltétel szükséges) a váltóáramú hídnál két egyensúlyi feltétel szükséges az egyensúly megvalósításához.

Az argumentumok egyenlősége feltételből két helyzet állhat elő:

a) A $\varphi_1 + \varphi_4 \neq \varphi_2 + \varphi_3$ a híd ágai impedanciáinak a jellegéből fakadóan. Ebből következik, hogy az ilyen híd soha nem juthat egyensúlyozott állapotba. De az ilyen híd-áramköröknek is van gyakorlati használatuk, ugyanis az impedancia-összetevőktől függően adott U_t tápfeszültségre egy előre meghatározott fázisú U_0 kimeneti feszültséget lehet előállítani. Ezeket **fáziseltoló hidaknak** nevezzük.



3.8. ábra. Fáziseltoló híd (a) és mérőhíd (b)

Tekintsük például a 3.8.a. ábrán látható hidat. Az ágak impedanciáinak elemzése során megállapítjuk, hogy $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ (csak ellenállások); $\varphi_3 > 0$ (induktív ág) és $\varphi_4 < 0$ (kapacitív ág). Így az argumentumösszegek

$$\varphi_1 + \varphi_4 < 0; \varphi_2 + \varphi_3 > 0,$$

és látszik, hogy ez a két összeg soha nem lehet egyenlő. Így az U_0 kimenő feszültség pontosan meghatározható $\beta = (\underline{U}_t, \underline{U}_0)$ fázisviszonyban lesz (ez a felhasználható adat).

b) Ha a $\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$ argumentumegyenlőség lehetséges, akkor elvileg mérőhidat kaptunk.

Példaként nézzük a 3.8.b. ábrán látható hidat. Itt az impedanciaargumentumok: $\varphi_1 = \varphi_4 = 0$; $\varphi_2 < 0$; $\varphi_3 > 0$. Tehát $\varphi_1 + \varphi_4 = 0$; $\varphi_2 + \varphi_3$

is lehet 0, vagyis van elméleti esély arra, hogy az argumentumegyenlőség is fennálljon, így a hidat mérőhíddá lehetne kialakítani.

Most elemezzük a (3.12) egyensúlyi feltételt a Descartes-koordinátájú impedancia alakban. Amennyiben a váltóáramú híd a (3.18) argumentum-feltételt is kielégíti (tehát mérőhídról van szó) és a híd kiegyensúlyozható, akkor egyensúlyi állapotban felírhatjuk a (3.12) összefüggést:

$$(R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3), \quad (3.19)$$

ahonnan különválasztva a valós és képzetes részeket:

$$R_1R_4 - X_1X_4 + j(R_1X_4 + X_1R_4) = R_2R_3 - X_2X_3 + j(R_2X_3 + X_2R_3).$$

A két komplex szám egyenlő, ha megfelelő összetevői egyenlőek:

$$\begin{cases} R_1R_4 - X_1X_4 = R_2R_3 - X_2X_3 \\ R_1X_4 + X_1R_4 = R_2X_3 + X_2R_3. \end{cases} \quad (3.20)$$

Megint következik, hogy a váltóáramú mérőhidaknál az egyensúlyhoz két független feltételnek kell fennállnia. Kiegyensúlyozott üzemmódban az egyensúlyi állapot eléréséhez legalább két szabályozható impedanciaelem szükséges. A referenciáknál (1. fejezet) említettük, hogy szabályozható változatban az induktanciák nem használatosak, hanem csak a változtatható ellenállások és kondenzátorok. A konkrét mérőhíd-megoldásoknál ez fontos szempont. A (3.19) egyensúlyi feltételt nézzük meg egy konkrét esetben: a Hay-híd, amely egy tekercs párhuzamosan egyenértékű képének az elemeit (paramétereit) méri: R_p, L_p . A 3.9. ábrán ugyanazt a Hay-hidat ábráztuk, de két szabályozási kivitelben.

A híd mérőátlójában a nullindikátor nagy érzékenységű, váltóáramú erősítő bemenettel rendelkező elektronikus műszer. Egyensúlyi állapotban felírjuk a komplex számos (3.19) feltételt:

$$R_1R_4 = \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \cdot \frac{R_p \cdot j\omega L_p}{R_p + j\omega L_p}.$$

Közös nevezőre hozással és egyszerűsítéssel kapjuk:

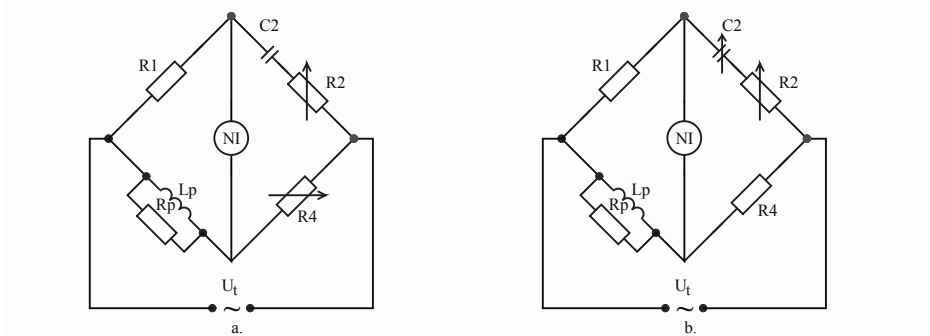
$$R_1R_4(R_p + j\omega L_p)j\omega C_2 = j\omega L_p R_p(1 + j\omega R_2C_2).$$

A valós részek egyenlőségéből kapjuk:

$$C_2R_1R_4R_p = L_pR_p, \text{ tehát } L_p = R_1R_4C_2, \quad (3.21)$$

míg a képzetes részek egyenlőségéből:

$$R_1 R_4 C_2 \omega L_p = L_p R_p \omega R_2 C_2, \text{ tehát } R_p = \frac{R_1 R_4}{R_2}. \quad (3.22)$$



3.9. ábra. Hay-híd szabályozható ellenállásokkal (a) és egy szabályozható ellenállással és egy szabályozható kondenzátorral (b)

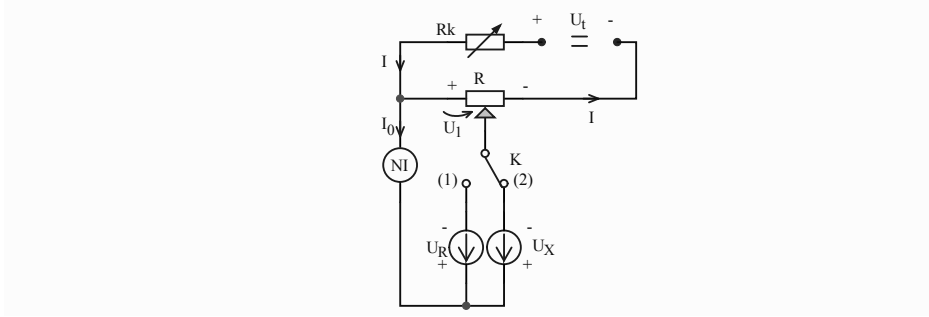
A váltóáramú mérőhidakat tekercsek és kondenzátorok soros, illetve párhuzamos paramétereinek a mérésére használják, kiegyensúlyozott üzemmódban. A méréseket kisfrekvencián (500 Hz, 1 kHz) szokás végezni. A magas frekvenciás méréseknél már bonyolultabb árnyékolást és hídszerkezetet kell használni.

Amint az egyenáramú hidaknál a kiegyensúlyozatlan üzemmódot impedanciakimenetű érzékelők mérésére használjuk, úgy a váltóáramú mérőhidakat is felhasználják induktív és kapacitív érzékelőkkel való mérésekre (elmozdulás, zaj, folyadékszint stb.).

3.3. Mérőkompenzátorok

A digitális voltmérők pontosságának a növekedésével (mind kisebb hibák) a feszültségkompenzátor technika háttérbe szorult, de ma is vannak helyzetek, ahol árammentes, pontos feszültség mérésére van szükség.

A feszültségkompenzátor alapfelépítésben U_x egyenfeszültséget mér egy referencia U_R feszültségforrással való összehasonlítás által, a kiegyensúlyozás módszerét alkalmazva (3.10. ábra). A mellékáramkört U_t tápforrásból tápláljuk, az I áramot R_k áramkorlátozóval szabályozzuk.



3.10. ábra. Egyenáramú feszültségkompenzátor

A pontos referencia-ellenállás (R) folyamatosan (vagy kis lépcsőkben) állítható (a mellékáramkörben állandó R értékkel van jelen). U_x mérése két lépésben történik:

a) A K kapcsoló (1) állapotában az U_R referenciafeszültséget kapcsoljuk az R ellenállásra. R_k rögzített értékére az R szabályozásával a mérőoldalt egyensúlyba hozzuk (a nullindikátor $I_0 = 0$ áramot jelez), amikor felírhatjuk (R_R – az R értéke egyensúlyi állapotban):

$$U_R = I \cdot R_R. \quad (3.23)$$

b) Az I áram értékét nem módosítják és a K kapcsolót a (2) helyzetbe hozzuk. A mérőáramkört újból egyensúlyba hozzuk az R segítségével (R_X értékre $I_0 = 0$, a nullindikátor jelzi ezt az állapotot), amikor:

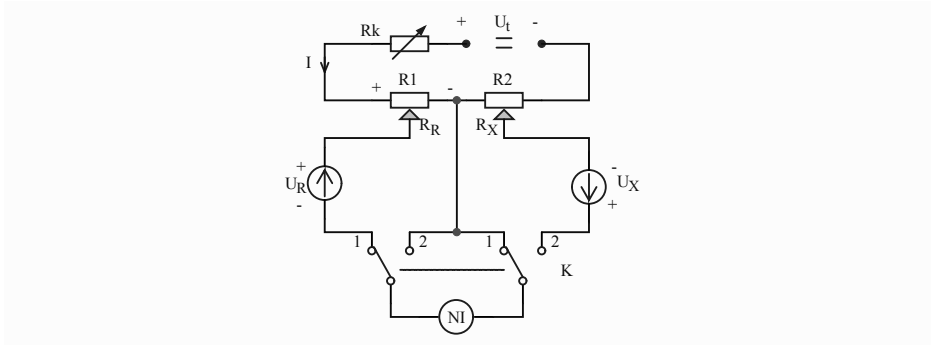
$$U_X = I \cdot R_X. \quad (3.24)$$

A (3.23) és (3.24) képletekből kiküszöbölve az I áramot kapjuk az

$$U_X = \frac{U_R}{R_R} \cdot R_X \quad (3.25)$$

kifejezést. A (3.25) képlet számítási egyszerűsítésére a gyakorlatban használatos a 3.11 ábrán látható változat. Az egyszerűsítés az I áram 10^{-j} A értékre ($j = 2, 3, 4$) való megválasztása által jön létre. Ezzel kiszámítjuk R_1 azon értékét, amelyre az I áram a megválasztott értékű lesz.

$$R_R = \frac{U_R}{I} = U_R \cdot 10^j [\Omega].$$



3.11. ábra. Feszültségkompenzátor árambeállítással

Ezt az R_R értéket beállítjuk R_1 -en, és a mérőáramkört (a K dupla kapcsoló 1. helyzetben) egyensúlyba hozzuk R_k -ból. Amikor a nullindikátor jelzi a mérőáram (feszültség) nullás értékét, akkor a mellékáramkörben az áram értéke tényleg $I = 10^{-j}$ A. Változtatlan R_k értékkel a K mérőkapcsolót a 2. helyzetbe hozzuk, amikor R_2 változtatásával újból kiegyensúlyozzuk a mérőáramkört (R_2 mért töredéke R_x), ekkor:

$$U_x = I \cdot R_x = R_x \cdot 10^{-j} [V]. \quad (3.26)$$

A bemutatott mérőkompenzátornak van két fő jellemzője:

- U_x ismeretlen feszültség mérése nulla árammal történik, ami azt jelenti, hogy a kompenzátor egy gyakorlatilag végtelen ellenállású voltmérő;
- Mivel a mérés kiegyensúlyozáson alapszik (nagyon érzékeny nullindikátor felhasználásával), a mérés pontossága nagy, ami csak U_R és az R_1, R_2 ellenállások pontosságától függ.

4. fejezet

Villamos mennyiségek mérése

A következő fejezetekben elektronikai mérőműszerek felépítését és használatát mutatjuk be. De minden mérési módszernél vannak olyan villamos mérési alapelvek, amelyek általános érvényűek. A mérési módszerek bemutatásakor mindig az úgynevezett normális értéktartományba tartozó mennyiségekre hivatkozunk. Ezért a nagyon magas/kis értékű áramerősségek, feszültségek, frekvenciák stb. mennyiségek mérésére az általános módszerekből kiinduló külön, speciális módszereket dolgoztak ki. A jelen fejezetben általánosan érvényes villamos mennyiségeket mérő módszereket fogunk bemutatni, amelyekre a következőkben visszatérően hivatkozni fogunk.

4.1. Villamos feszültség mérése

A villamos feszültséget két különböző pont közötti potenciálkülönbségként határoztuk meg: $U_{ab} = V_a - V_b$, mértékegysége SI-ben a volt [V]). A műszereket, amelyek a két pont közé kapcsolva mérik ezt a feszültséget, **voltmérőknek** nevezzük (kisebb mérési határon milli-, ill. mikrovoltmérők, nagy feszültségekre kilovoltmérők). A használható műszerek felépítésétől függően ezek egyenfeszültséget vagy váltófeszültséget mérhetnek, utóbbit frekvenciatartomány-függően. Az érzékelők és más átalakítók leggyakrabban feszültséget állítanak elő a kimenetükön, így a villamos mérések (beleértve mindenfajta fizikai, vegyi, környezeti stb. mennyiséget) nagy része lényegében feszültségmérés.

Egyenfeszültséget mérünk $10\text{ nV} - 1\text{ kV}$ korlátok között nano-, mikro- és millivoltmérőkkel, ill. voltmérőkkel (analóg és digitális elektronikus és elektromechanikus műszerek). Váltófeszültséget kisfrekvenciás (hálózati 50 és 60 Hz, legtöbb 10 kHz) szintén elektronikus és elektromechanikus műszerekkel mérünk $1\text{ }\mu\text{V} - 1\text{ kV}$ korlátokkal, nagyobb frekvenciákon (200 MHz-ig) elektronikus voltmérővel vagy oszcilloszkóppal $1\text{ nV} - 200\text{ V}$ korlátok között. A hálózati frekvenciás magas feszültségeket ($1\text{ kV} - 400\text{ kV}$) mérőtranszformátorok közbeiktatásával mérünk.

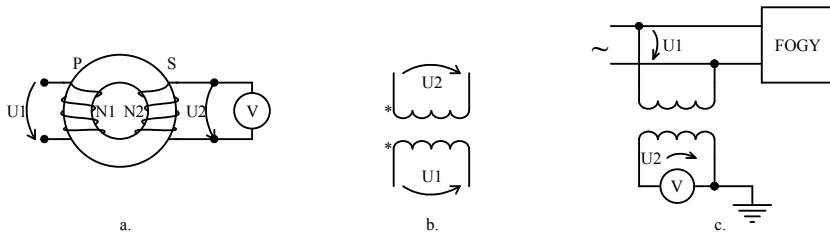
A feszültségmérő eszközöknek két fontos jellemzőjük van:

- a belső ellenállásuk R_v , amely minél nagyobb, annál jobb (ideális esetben $R_v \rightarrow \infty$). A gyakorlatban a voltmérők belső ellenállása jóval nagyobb kell legyen, mint a feszültség két végpontja közötti áramkörü elem saját ellenállása (impedanciája). Főleg elektronikai áramkörök mérésénél, azért, hogy a voltmérő jelenléte ne befolyásolja a mérendő feszültséget (mind formájában, mind értékében), a kapcsolási rajzon fel szokás tüntetni a voltmérő minimális fajlagos ellenállását (pl. $r_v > 50\text{ k}\Omega/\text{V}$). Elektronikus feszültségmérőknél a bemeneti paraméterek $R_i || C_i$ értékei jellemzően $1\text{ M}\Omega || 15\text{ pF} \dots 10\text{ M}\Omega || 20\text{ pF}$ (a kapacitás váltófeszültség mérésénél lép érvénybe).
- a voltmérő pontossági osztálya, amely analóg műszereknél $c = 0,5$ fölött van, míg digitális voltmérőknél a pontossági osztály egy-két nagyságrenddel jobb.

4.1.1. Feszültségmérő transzformátorok (feszültségváltók)

A villamos energiát az energiatermelőtől a fogyasztókig szállító hálózatok általában háromfázisú rendszerek, amelyek magas feszültségen ($6\text{ kV} \dots 400\text{ kV}$) nagy teljesítményű villamos energiát visznek át. Ilyen feszültségeket közvetlen módszerrel nem mérhetünk, mert ilyen voltméterekkel nem rendelkezünk, és azért sem, mert a mérési eszközökkel érintkezésbe jövő személyzetre ilyen feszültség érintése halálosan veszélyes. A magas váltóáramú feszültségek mérésére kifejlesztették a feszültségmérő transzformátorokat (4.1. ábra). A mérőtranszformátor célja a minél pontosabb jelátvitel, ezért a transzformátor primer (P) és szekunder (S) tekercsei minél szorosabb mágneses kapcsolatban kell legyenek, amit a toroidális alakú lágyvasmagos mágneses kör kialakításával biztosítanak (4.1.a. ábra). A primer tekercsre az U_1 mérendő feszültséget kapcsoljuk, míg a szekunder tekercsre az U_2 kisfeszültséget mérő voltmérőt. A voltmérő belső ellenállása nagy kell

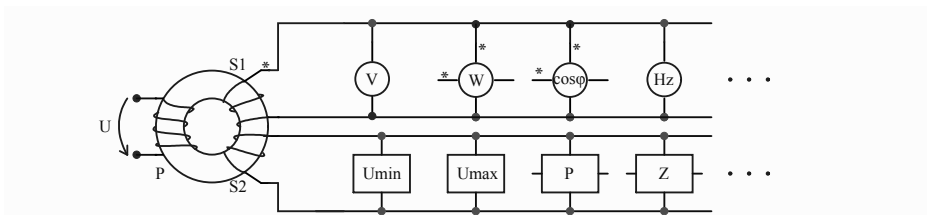
legyen, ezért a feszültség mérőtranszformátor névlegesen üres-járási üzemmódban működik. Egyezményes áramköri jelét a 4.1.b. ábrán láthatjuk, ahol feltüntettük a primer és szekunder oldalon csillaggal bejelölt polarizált kapcsokat, amelyek fontosak teljesítménymérő és energiamérő eszközök bekötésénél. A 4.1.c. ábrán egy voltmérő bekötését mutatjuk be a magas-feszültségű, egyfázisú energiahálózatba, mérőtranszformátorral.



4.1. ábra. Feszültségmérő transzformátor elvi felépítése (a), áramköri jele (b) és hálózatba kötése (c)

A szekunder földelését (ami a mérőműszert kezelő személyzet részére munkavédelmi előírás véletlenszerű szigetelésátütés esetére) itt beillesztettük, de az elvi kapcsolási rajzokban ezt nem jelenítjük meg.

A villamos hálózatoknál a feszültség mérésén túl számos olyan érzékelést kell elvégezni, amelyek a hálózat működésének biztosítása, ill. a meghibásodások megelőzése miatt fontosak. Ezen esetekben bizonyos cselekvéseket beindító eszközöket **reléknek** nevezzük. A mérőtranszformátorokat, amelyek villamosenergia-hálózatokban szolgálnak, két vagy több szekunderrel látják el (4.2. ábra):



4.2. ábra. Feszültségmérő transzformátor több szekunderrel

- egy **mérő szekunder** jó pontossági osztállyal (pl. $c = 0,5$), amelybe mérőműszerek feszültség-áramköröit kapcsoljuk (voltmérő, wattmérő és energiamérő feszültség áramköre, teljesítménytényező ($\cos \varphi$) feszültség áramköre, frekvenciamérő);
- **védelmi szekunder(-ek)** gyengébb pontossági osztállyal (pl. $c_p = 3P$), amelybe relék feszültségáramköröit kapcsoljuk (U_{max} – túlfeszültségrelé, U_{min} – minimum feszültségrelé, P – teljesítményrelé, Z – impedanciarelé stb.).

A továbbiakban foglalkozunk a mérőeszközöket szolgáló mérőtranszformátorokkal. A gyártó megad néhány névleges adatot, amik jellemzik az eszközt:

- **Névleges primer feszültség**, U_{1n} , amely nem egy bármely transzformátorra érvényes szabványos érték, de ez az általában használatos hálózatfeszültség-értékekkel egyenlő, mint 500 V, 1 kV, 6 kV, 10 kV, 20 kV, 60 kV, 110 kV, 220 kV, 400 kV.
- **Névleges szekunder feszültség**, U_{2n} , amelyet szabvány szögez le, $U_{2n} = 100$ V értékre, hogy bármely hálózatba mérőtranszformátoron keresztül iktatott feszültségmérő eszköz egységes 100 V névleges értékre legyen gyártva.
- **Névleges frekvencia**, f_n . Nagy hálózatoknál $f_n = 50$ Hz vagy 60 Hz üzemi gépek, berendezéseknél még alkalmazzák az $f_n = 1$ kHz, 2 kHz, 8 kHz, 10 kHz értékeket (indukciós hevítéshez).
- **Névleges szekunder teljesítmény**, $S_{2n}(\text{VA})$: ez megadja azt a szekunderbe kapcsolt mérőműszerek által elfogyasztott látszólagos teljesítményt, amelyet nem szabad túlhaladni. A mérés céljára kialakított szekunder névleges teljesítmények 5 VA...1000 VA értékűek. A pontossági osztályban működés egyik feltétele:

$$\sum_{i=1}^n S_i \leq S_{2n},$$

ahol S_i a szekunderba kapcsolt egyes műszer által felvett teljesítmény.

Ezen adatok ismeretében kiszámíthatjuk a transzformátor **névleges** átalakítási tényezőjét:

$$k_{un} = \frac{U_{1n}}{U_{2n}}.$$

Mivel a primer feszültség elvileg $(0; 1,2]U_{1n}$ korlátok között felvehet bármely U_1 értéket, amelyre a szekunderban U_2 feszültség keletkezik, meghatározzuk

a **valódi** átalakítási tényezőt:

$$k_u = \frac{U_1}{U_2}.$$

A 4.1.c. ábra szerinti mérésben az U_2 feszültség ismeretében kiszámíthatjuk a primer (mérendő) feszültséget: $U_1 = k_u \cdot U_2$. De a k_u valódi átalakítási tényezőt nem ismerjük (ez U_1 függő), így a gyakorlatban a mérendő feszültséget $U'_1 = k_{un} \cdot U_2$ képlettel számítjuk ki. Ebből kifolyólag U_1 mérése során a transzformátorból eredő lehetséges hiba :

$$\varepsilon_u = \frac{U'_1 - U_1}{U_1} = \frac{k_{un}U_2 - k_uU_2}{k_uU_2} = \frac{k_{un} - k_u}{k_u},$$

amit **átalakítási tényező hibának** nevezünk. Ebből ered a mérőtranszformátor pontossági osztályának a meghatározása:

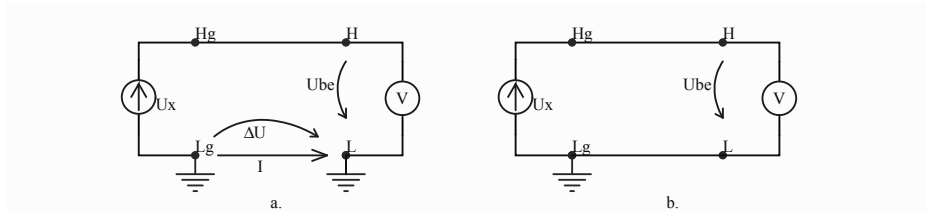
A feszültségmérő transzformátor pontossági osztálya egyenlő az átalakítási tényező hibájának százalékban kifejezett legnagyobb értékével, amikor $U_1 \in (0,8; 1,2)U_{1n}$ intervallumban változik. $S_2 \in [0,25; 1]S_{2n}$ intervallumon változó, $\cos \varphi = 0,8$ induktív terhelés mellett.

A szabványos pontossági osztály értékek 0,1; 0,2; 0,5; 1 és 3, míg a védelmi szekunderekre hasonló meghatározási alapon értelmezett pontossági osztályok 3P és 6P (P = protection). Mérőlaboratóriumoknak sokkal pontosabb mérőtranszformátorokat gyártanak ($c = 0,02; 0,05$).

4.1.2. Zajos jelek feszültségének mérése

Kisfeszültségű jelek (μV , mV) mérése, ill. egy erősítő bemeneti fokozatáig való eljuttatása, valamint nagyon pontos feszültségmérések esetében külső befolyásoló tényezőként hatnak az elektromágneses zajok, amelyek jelentősen módosítják a hasznos jel értékét. Ilyen esetekben fontos, hogy a jelforrástól a mérőeszközig szállító vezetékek megfelelő árnyékolással legyenek védve, illetve a mérőeszköznek legyen kialakított képessége, hogy lényegesen elnyomja a soros zajokat és/vagy a közös módú zajokat. A mérőkapcsokat H (High – meleg) és L (Low – hideg) betűkkel jelöljük.

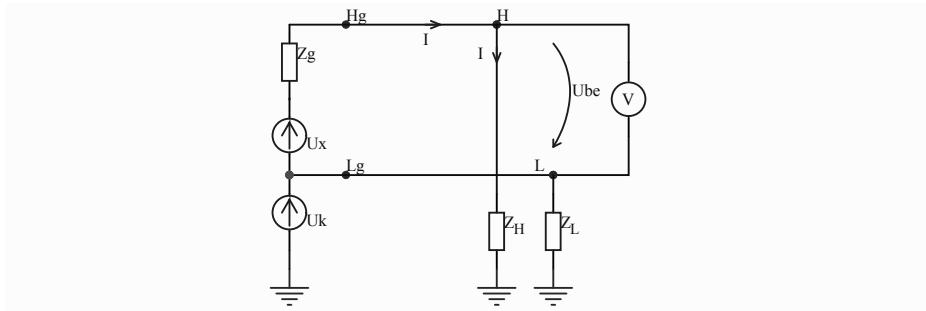
A 4.3.a. ábrán földelt feszültségforrás (U_x) Hg kapsát aszimmetrikus mérővezeték köti össze az ugyancsak földelt aszimmetrikus mérőműszer H kapsáival. A gyakorlatban a két földelési pont potenciálját nem tudjuk azonos értéken tartani, főleg ha a mérőhuzal hosszú. Ezért az I áram ΔU feszültséget hoz létre, így a mérőműszer H-L kapsain a bemenő feszültség $U_{be} = U_x + \Delta U$, ami nyilván a mérendő U_x -től eltérő értéket ad. A hibaforrás



4.3. ábra. Aszimmetrikus (a) és szimmetrikus (b) mérőkapcsolás

kiküszöbölhető, ha szimmetrikus mérőhálózatot alakítunk ki (4.3.b. ábra) és csak egy ponton (L_g)-nél földeljük. Igaz, a mérőkábel kétszálas kell legyen.

Gyakori a lebegő jelforrás (nincs földelési pontja), amikor a jelforrásnál (U_x, Z_g) közös módusú U_k feszültség jelenhet meg (4.4. ábra).



4.4. ábra. Szimmetrikus mérőhálózat lebegő feszültségforráshoz

Ez a feszültség leggyakrabban a környező elektromágneses tér hatására keletkezik, általában időben változó (az üzemi hálózatfrekvenciától a telekommunikációs eszközök rádiófrekvenciájáig), és elérheti a voltok nagyságrendjét is. Célunk, hogy az U_k feszültség ne zavarja a mérést. A mérőrendszer közös módusú jelének az elnyomási képességét a CMRR-rel jellemezzük (Common Mode Rejection Ratio):

$$CMRR = 20 \lg \frac{U_k \text{ effektív értéke}}{U_x \text{ ekvivalens értéke}} [\text{dB}], \quad (4.1)$$

ahol az U_x ekvivalens értéke azt az U_x értéket jelenti, amely a műszerben U_k -val egyenlő hatást fejt ki.

A 4.4. ábra szerint a műszer az $\underline{U}_{be} = \underline{U}_H - \underline{U}_L$ feszültséget méri. Ha $U_x = 0$, akkor:

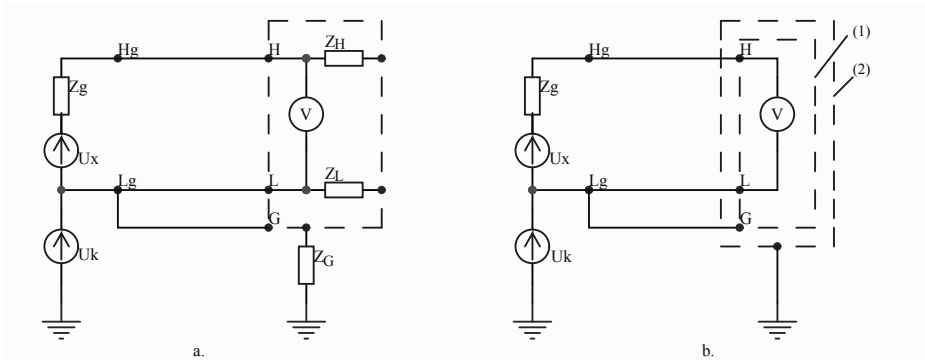
$$\underline{U}_H = \frac{\underline{U}_k}{\underline{Z}_g + \underline{Z}_H} \cdot \underline{Z}_H; \quad \underline{U}_L = \underline{U}_k,$$

következik:

$$\underline{U}_{be(U_x=0)} = -\frac{\underline{Z}_g}{\underline{Z}_g + \underline{Z}_H} \cdot \underline{U}_k, \quad (4.2)$$

ahol Z_H és Z_L a mérőműszer (voltmérő) H (High) és L (Low) kapcsainak a földhöz viszonyított impedanciái (R és C összetevőkkel).

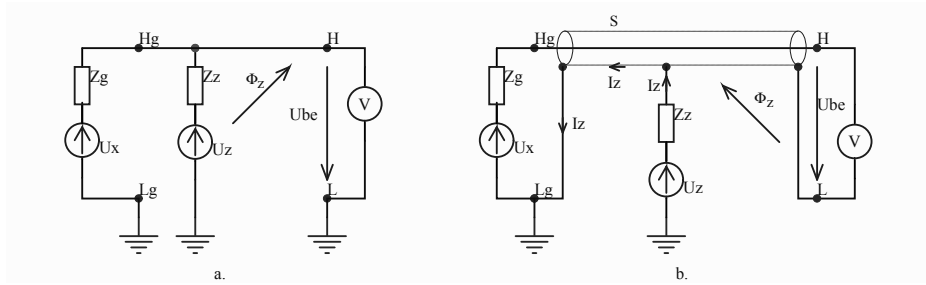
Tehát az U_k -ból adódó, hibát okozó jel a jelforrás Z_g belső impedanciájával arányos. Ha $Z_g \neq 0$, akkor a CMRR-t növeljük (az U_k közös módusú jelt jobban elnyomjuk), ha a 4.5.a. ábrán látható árnyékolási megoldást alkalmazzuk, vagyis a mérőműszert árnyékoló fémdobozba illesztjük (H, L és G kapcsok), és az árnyékoló doboz G (Ground) pontját a jelforrás L_g



4.5. ábra. Egyszer árnyékolt (a) és kétszeresen árnyékolt (b) mérőműszer és hálózat kialakítása lebegő jelforráshoz

kapcsához csatoljuk. Látható, hogy a Z_H és Z_G földhöz viszonyított impedanciákon keresztül még mindig hathat a mérőműszer H bemenetére egy (4.2) kifejezésnél kisebb, de nem nullás feszültség. Ha a közös módusú jel elnyomása így sem kielégítő, akkor a lebegő fémdobozt (1) egy külső, immár földhöz kötött, (2) árnyékoló dobozba helyezük (4.5.b. ábra, kétszeres árnyékolás).

A zajforrás (U_Z) nem csak a jelforrás L_g kapcsához csatlakozik, hanem a H_g és H kapcsokat összekötő vezeték teljes hosszában hat (4.6.a. ábra), egy időben a Φ_Z zaj-mágneses fluxussal. A két zajforrás együttes hatására



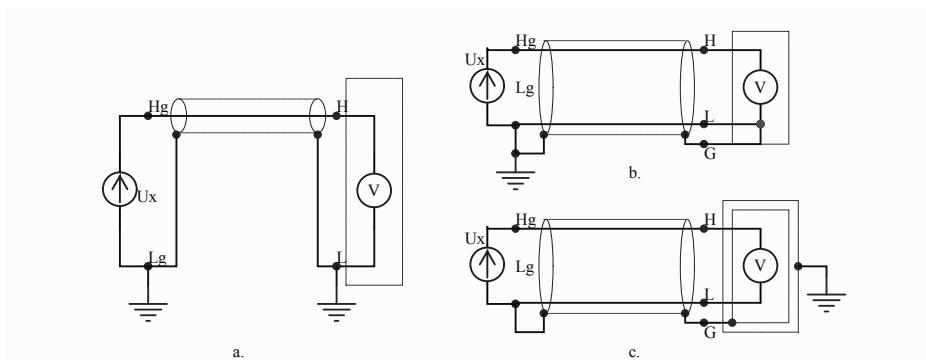
4.6. ábra. Aszimmetrikus mérőhálózat külső zavarforrással (a) és árnyékolt mérőkábelrel (b)

$U_x = 0$ esetén a műszer bemenetén az

$$u_{be}(t)_{(U_x=0)} = u_z(t) \cdot \frac{Z_g}{Z_z} - \frac{d\Phi_z}{dt} \quad (4.3)$$

feszültség jelenik meg (a Φ_z által indukált tag miatt az egyenletet időbeni változókkal írtuk fel). Mindkét zavaró tényező befolyását jelentősen csökkentjük, ha jelátvivő vezetéként egyszálas árnyékolt kábelt használunk (4.6.b. ábra), ahol a Φ_z hatása ki van küszöbölve és az U_z zajforrás hatása „elfolyik” az S (Shield) árnyékoláson.

Összefoglalásként néhány hasznos árnyékolási módszert mutatunk be a 4.7. ábrán:

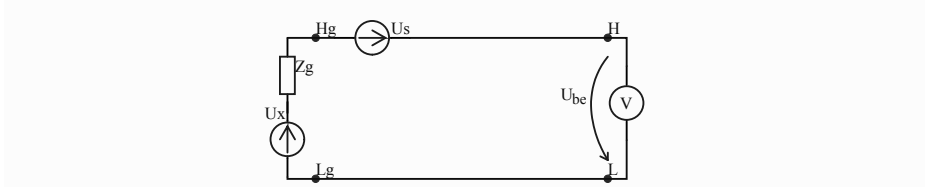


4.7. ábra. Gyakorlati árnyékolási módok igényes feszültség mérésére

- Földelt jelforrás, aszimmetrikus, árnyékolt jelkábel és aszimmetrikus árnyékolt mérőeszköz (4.7.a. ábra);

- Földelt jelforrás, szimmetrikus, árnyékolt jelkábel, lebegő árnyékolt mérőműszer (4.7.b. ábra);
- Lebegő jelforrás, szimmetrikus, árnyékolt jelkábel, lebegő, kettős árnyékolású mérőműszerrel (4.7.c. ábra).

Esetenként nem csak a közös módusú jelek léteznek (lebegő jelforrásnál), hanem a mérővezetékkel sorban megjelenő U_S zavarjelek is (4.8. ábra). Ezek



4.8. ábra. Soros zajforrás a feszültségmérő áramkörben

szintén elektromágneses eredetűek lehetnek, de termoelektromos forrásúak is, esetleg tökéletlen szűrés miatt jelentkező hullámzás egyenfeszültségnél. E zajok elnyomására a (4.1)-hez hasonló meghatározású NMRR (Normal Mode Rejection Ratio) jellemzőt használjuk:

$$\text{NMRR} = 20 \lg \frac{U_S \text{ effektív értéke}}{U_x \text{ ekvivalens értéke}}, [dB], \quad (4.4)$$

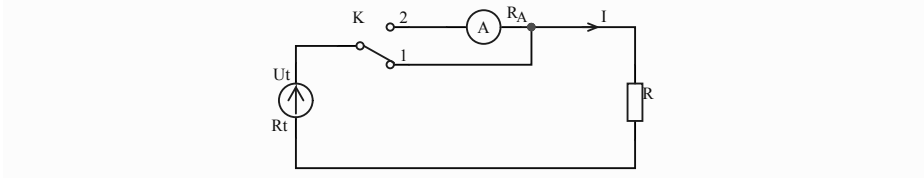
ahol U_x ekvivalens értéke azt az U_x értéket jelenti, amely a műszerben U_S -sel egyenlő hatást fejt ki. Ilyen soros módusú zajok elnyomására különösen az integráló jellegű voltmérők képesek, mint például a kétszeres integrálású analóg-digitális átalakítót tartalmazó digitális voltmérők.

4.2. Áramerősségek mérése

A villamos áramot (helyesen áramerősséget) az árammal sorban kötött műszerrel (ampermérő) mérjük. Az ampermérőknek van saját belső ellenállásuk (R_A), amely befolyását a mérendő áramra egy elemi áramkörben mutatjuk be (4.9. ábra). A K kapcsoló 1. helyzetében az I áram értéke

$$I = \frac{U_t}{R + R_t},$$

ahol U_t és R_t a tápforrás elektromotoros feszültsége és belső ellenállása. A K kapcsolót a 2. helyzetbe téve az áramkörbe iktatjuk az ampermérőt, hogy



4.9. ábra. Áram mérése ampermérővel

mérje az áram erősségét, amely most:

$$I' = \frac{U_t}{R + R_t + R_A}$$

értékű lesz. Az ampermérő jelenlétéből származó kölcsönhatási relatív hiba:

$$\varepsilon_i = \frac{\Delta I}{I} = \frac{I' - I}{I} = -\frac{R_A}{R + R_t + R_A} \quad (4.5)$$

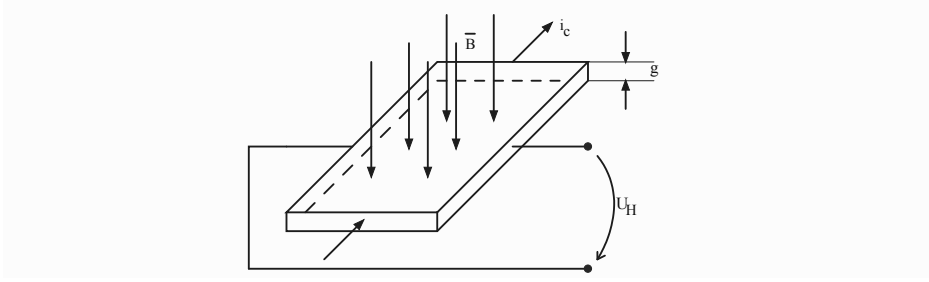
ami elhanyagolható, ha $R_A \ll (R + R_t)$. Ideális árammérő belső ellenállása $R_A = 0$. A gyakorlatban a (4.5) képlet alapján kijelenthetjük, hogy az árammérő műszer kevésbé befolyásolja a mérendő áramot, ha a műszer belső ellenállása (R_A) sokkal kisebb az áramkör eredő ellenállásánál. Ezt hangsúlyozzuk, mert R_A értéke korántsem nulla. Például egy $I_n = 10 \text{ A}$ felső méréshatárú ampermérő ellenállása kb. $R_A \simeq 0.005 \Omega$, az $I_n = 1 \text{ mA}$ árammérőnél $R_A \simeq 10..15 \Omega$, egy $I_n = 1 \mu\text{A}$ méréshatáros mikroampermérőnél $R_A \simeq 1000..3000 \Omega$, míg egy $I_n = 1 \text{ nA}$ -nél $R_A \simeq 1 \text{ M}\Omega$.

Az áramot szintén egyenáramban és váltóáramban mérhetjük közvetlenül $1 \text{ nA}..100 \text{ A}$ között, míg ennél nagyobb áramok mérésére Hall-elemes árammérőt vagy mérőtranszformátor (áramváltó) beillesztését alkalmazzuk. Nagyon kis áramok mérésére elektrométert használunk.

4.2.1. Hall-érzékelős árammérők

A Hall-érzékelő egy vékonyrétegű félvezető (akár vékony téglatest) amely nagy felületű lapjain B indukciójú mágneses tér hatol át (4.10. ábra). Két szemben található oldal vékony fémréteggel borított, ezeken keresztül i_c vezéráramot vezetünk a félvezetőbe. Az i_c áram mozgásba hozza a félvezető szabad töltéseit (elektronok és lyukak), amelyekre a mágneses tér Lorentz-erővel fog hatni:

$$\vec{F} = q \cdot (\vec{v} \times \vec{B}). \quad (4.6)$$



4.10. ábra. Hall-érzékelő elvi felépítése

Ennek hatására a töltések pályája eltér az egyenestől, és a félvezető másik két oldalán ellentétes előjelű töltéseket hoz túlsúlyba. Így a végeredmény egy generált U_H – Hall-feszültség, amelynek értéke:

$$U_H = R_H \cdot \frac{B \cdot i_c}{g} \cdot \sin \alpha, \quad (4.7)$$

ahol R_H a félvezető Hall anyagállandója, g a lap vastagsága és α a v vektor és a nagy felületre merőleges felületvektor közötti szög (ha B merőleges a lapra, akkor $\alpha = \frac{\pi}{2}$ és $\sin \alpha = 1$). A vezéráram mA nagyságrendű. Hall érzékelőket főleg indiumalapú ötvözetekből készítenek: InAs, InP, InSb. Az R_H Hall-állandó értéke InSb-nál $0,47 \text{ m}^3 \text{C}^{-1}$, InAs-nél $9 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3 \text{C}^{-1}$. A Hall-feszültség millivolt nagyságrendű, tehát könnyen mérhető.

Áram mérésére egy lágymas mágneses anyagra (zárt mágneskör) N mentszámú tekercset helyeznek, amelyen a mérendő I áram folyik át (4.11.a. ábra). A mágneskörnek van egy δ hosszúságú légrése, amelybe a HE Hall-érzékelőt (elemet) helyezik el, úgy, hogy a légrésemben létrejövő $B_\delta = \mu_0 H_\delta$ mágneses indukciós tér az érzékelőlapjára merőlegesen hasson.

A légréses zárt mágneskörben felírhatjuk a mágneskör törvényét:

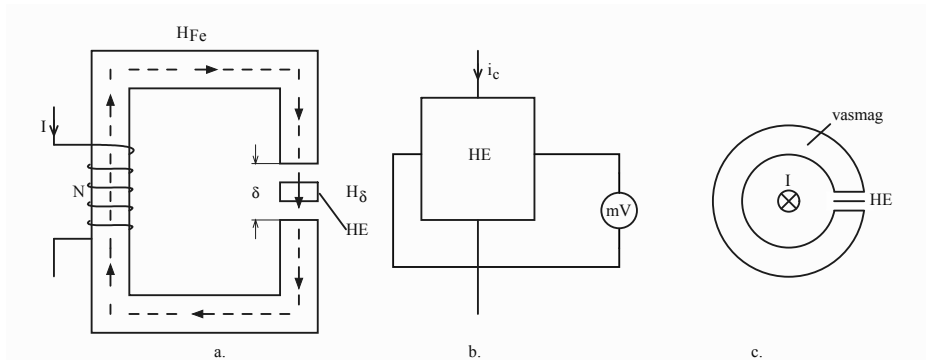
$$\oint_{\Gamma} \overline{H} d\bar{l} = N \cdot I. \quad (4.8)$$

A Γ zárt görbe, l_{FE} a vasmag hossza és δ légrésből áll, így az integrált két részre osztjuk:

$$NI = \int_{l_{FE}} \overline{H}_{FE} d\bar{l} + \int_{\delta} \overline{H}_{\delta} d\bar{l}. \quad (4.9)$$

Az első tag a lágymasban létrejövő mágneses feszültségesés, amely jó minőségű anyag esetében elhanyagolható a légrésemben létrejövő feszültségeséshez képest, és akkor:

$$NI = H_\delta \cdot \delta. \quad (4.10)$$



4.11. ábra. Hall-érzékelős árammérő felépítése (a), a Hall-feszültség mérése (b) és huzal köré illeszthető Hall-elemes ampermérő (c)

A (4.10) képletből $H_\delta = \frac{NI}{\delta}$ és a (4.7) képlettel kapjuk:

$$U_H = R_H \cdot \frac{I_C}{g} \cdot \mu_0 \cdot \frac{NI}{\delta} = K_i \cdot I, \quad (4.11)$$

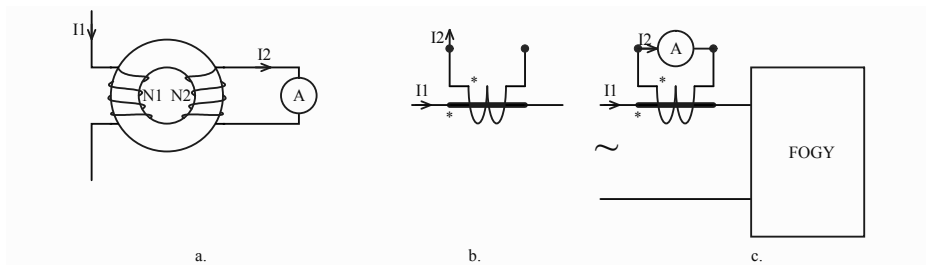
ahol μ_0 a légrés abszolút permeabilitása. A K_i csak állandó tényezőket tartalmaz, tehát az I_C vezéráramot állandó egyenáramként kell biztosítani.

A Hall-érzékelős ampermérők mind egyen-, mind időben változó áramot tudnak mérni. A frekvencia felső határát a tekercs-mágnes kör időállandója korlátozza, nem a Hall-érzékelő. Ezen az elven működő ampermérőket 5 A...3000 A felső mérési határookra tervezik és vitelezik ki.

Ezen árammérő eszközöket gyakran alkalmazzák a szabályzás technikában az áram-visszacsatoló hurkok érzékelőjeként. Az erre a célra épített átalakítók (4.11.c. ábra) vasmagja ferrit, és az eszközt az I áram átjárta vezetékre (köré) szerelik fel, amely esetben a (4.11) képletben a „tekercs” menetszáma $N = 1$.

4.2.2. Áram mérése mérőtranszformátorral (áramváltó)

Váltóáramú hálózatokban a 10...25 A feletti áramerősségeket mérőtranszformátor beiktatásával szokás mérni. Az árammérő transzformátornak van egy primer tekercse (N_1 menetszám, és legalább egy N_2 menetszámú szekunder tekercse (4.12.a. ábra). A cél a primeren áthaladó nagy értékű I_1 áram mérése, evégett N_1 kis menetszám, sőt lehet $N_1 = 1$, ha az I_1 áram átjárta huzal a vasmag közepén halad keresztül. A szekunder menetszáma



4.12. ábra. Árammérő transzformátor elvi felépítése (a), egyezményes áramköri jele (b) és áramkörbe iktatása (c)

sokkal nagyobb, hisz az $N_1 I_1 = N_2 I_2$ egyenlőség a működés közben mindig fennáll. A transzformátor vasmagja jó minőségű lágyvas acéllemezekből készül, toroidális kialakításban (légrés nélkül), hogy a primer által létrehozott mágneses fluxus majdnem teljes egészében áthaladjon a szekunder tekercs belsejében is. A tekercs menetei egyenletesen vannak szétosztva a vasmag körül.

Mivel az árammérő transzformátor rendeltetése a szekunderbe kötött ampermérő meghajtása (I_2 -t mérünk, I_1 -t kiszámítjuk), amelynek nagyon kis impedanciája (belső ellenállása) van (5A felső határnál az ampermérőnek $10^{-2} \Omega$ nagyságrendű az ellenállása), a szekunder gyakorlatilag rövidzárlatban működik (ez a normál üzemmód). Tervezéskor ezt a tényt tartva szem előtt Φ_h hasznos mágneses fluxussal számítanak [$\Phi_h = (0,03...0,1)\Phi_{max}$, ahol Φ_{max} a telítési fluxus értéke]. Ebből kifolyólag tilos az **árammérő transzformátor működése nyitott szekunderrel** két nemkívánatos következmény végett:

- mivel $I_2 = 0$ nem hoz létre ellenfluxust az I_1 áram fluxusával szemben, a vasmagban a fluxus Φ_h többszöröse lesz, ami miatt elsősorban a nyitott szekunderben a feszültség emberre veszélyes értékűvé nőhet;
- szintén a fluxusugrás miatt a vasmagban a teljesítményvesztés (örvényáramok, ezáltal RI^2 hőtermelés) akkora mértéket ölt, hogy az üres szekunderű üzemmód hosszabb ideig húzódása a vasmag izzásához vezet, ami akár a transzformátor kiégéséhez is vezethet.

A gyártó kötelezően feltünteti a terméken az árammérő transzformátor (áramváltó) névleges adatait:

- **Névleges primer áram** I_{1n} . Ez nem szabványosított, általában 25 A-tól indulva 1000 A-ig terjedhet.

- **Névleges szekunder áram** $I_{2n} = 5A$, szabványos érték. I_{2n} rögzítésének gyakorlati oka, hogy minden szekunderbe kötendő műszer névleges árama 5A lesz, függetlenül a névleges primer áramtól.
- **Névleges szekunder teljesítmény** $S_{2n}(VA)$, amely a szekunderben sorba kapcsolható műszerek számát korlátozza.

A két szekunder adatból kiszámítható a **névleges szekunder impedancia**:

$$Z_{2n} = \frac{S_{2n}}{I_{2n}^2}, \quad (4.12)$$

amely korlátozza a szekunderbe köthető műszerek számát, hozzávetőleg $\sum_{i=1}^n Z_i \leq Z_{2n}$ képlet alapján, ahol Z_i az egyedi mérőműszer impedanciája.

- **Névleges frekvencia**, f_n , amelyre tervezték a transzformátort. Ez energiahálózatok részére 50 Hz vagy 60 Hz, ipari berendezésekre f_n lehet 1 kHz, 2 kHz, 8 kHz.

A névleges áramértékekből kiszámítható egy **névlegesáram-átalakítási tényező**:

$$k_{in} = \frac{I_{1n}}{I_{2n}}. \quad (4.13)$$

A transzformátor az áramköri I_1 áramtól függően $[0;1.2]I_n$ határok között változhat, és minden I_1, I_2 értékpárra létezik egy valódi átalakítási tényező:

$$k_i = \frac{I_1}{I_2} \quad (4.14)$$

Mivel a mérőtranszformátor közbeiktatásának a célja I_1 értékének a meghatározása, I_2 -t mérve kiszámíthatjuk

$$I'_1 = k_{in} \cdot I_2 \quad (4.15)$$

értéket, mivel k_{in} adott, rögzített érték. Ezáltal árammérési hiba történik, amit a transzformátor okoz:

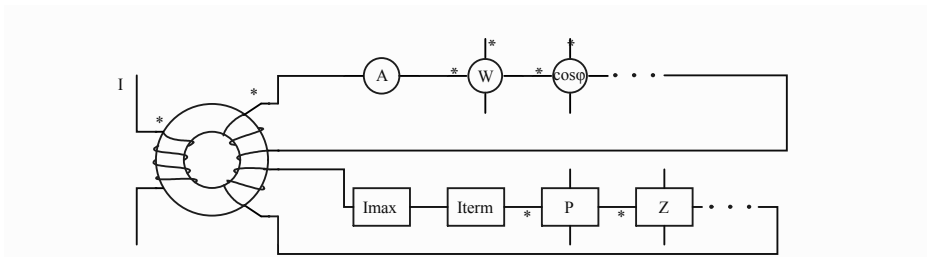
$$\varepsilon_i = \frac{I'_1 - I_1}{I_1} = \frac{k_{in}I_2 - k_iI_2}{k_iI_2} = \frac{k_{in} - k_i}{k_i}, \quad (4.16)$$

amit átalakítási tényezői hibának nevezünk.

Most megadhatjuk az árammérő transzformátor pontossági osztályának (c) a meghatározását: *a pontossági osztály az átalakítási tényező hibájának a legnagyobb százalékban kifejezett értéke, amikor a szekunder áram $(1..1,2)I_{2n}$ értékek között van $(0,25..1)Z_{2n}$ szekunder, $0,8$ induktív teljesítménytényezőjű, terhelés feltételei között.* Szabványos pontossági osztályok

0,1, 0,2, 0,5, 1 és 3, laboratóriumi mérések céljára $c = 0,005, 0,01, 0,02$ és $0,05$. Az árammérő transzformátor egyezményes áramköri jele a 4.12.b. ábrán látható: mind a primer, mind a szekunder oldalon egy-egy kapocs polarizáltnak van nevezve, amelynek csak akkor van jelentősége, amikor négy kapoccsal rendelkező mérőműszert használunk, mint a wattmérő, energiamérő stb. A transzformátor bekötése egy váltóáramú áramkörbe a 4.12.c. ábrán látható, ahol a szekunderbe kapcsolt ampermérő I_2 méréseiből kiszámítjuk a primer áramköri áramot $I_1 = k_{in} \cdot I_2$.

Hasonlóan a feszültségmérő transzformátorhoz, az árammérő transzformátoroknál is energiaszállító hálózatokba iktatásuk céljából a transzformátorokat egy mérőszekunderrel és egy vagy több védelmi szekunderrel látják el (4.13. ábra).



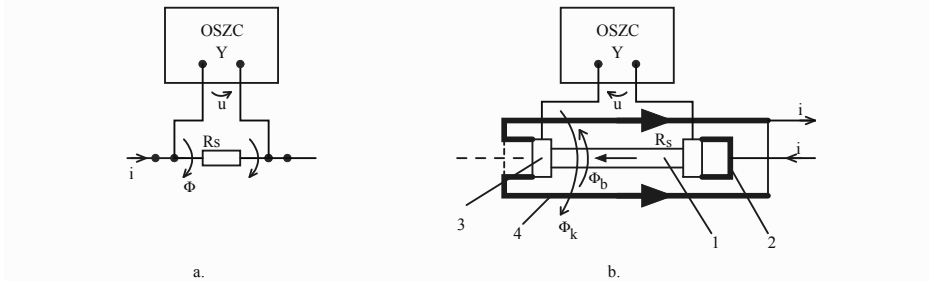
4.13. ábra. Kétszekunderes árammérő transzformátor

A mérőszekunderbe áramelemeket (nagyon kis impedanciák) kötnek sorba (amper-, watt-, energia-, teljesítménytényező mérő), míg a védelmi szekunderbe áramjellegű relét kapcsolunk sorba (rövidzár túláram I_{max} , termikus túláram relé I_{term} , teljesítmény-, impedanciarelék stb.). A rövidzár áramok a hálózatokban akár (10..25)-se lehetnek a névleges áramnak. De a transzformátor vasmagja ekkora primer áramra sem szabad telítődjön, hogy vezérelni tudja a közbelépő elemeket (kapcsolók). A védelmi szekunderek pontossági osztálya szabvány szerint 5P és 10P (P – protection).

4.2.3. Magas frekvenciájú és gyors tranziensű áramok mérése

Feszültségjelek időbeni változását kHz és MHz frekvenciatartományban (400 MHz-ig) egy elektronikus mérőeszközzel, oszcilloszkóppal jelenítjük meg és a jel amplitudó-, ill. időrészleteit mérhetjük. Villamos áramot is mérhetünk, miután egy söntön feszültségesést hoz létre és ezt jelenítjük meg a képernyőn. Az egyszerű sönt (egyenáramú) általában négypólusú

ellenállás, amelynek áramkapcsaihoz csatoljuk a mérendő áramot és a feszültségkapcsokon mérjük a feszültségesést (4.14.a. ábra).



4.14. ábra. Egyenáramú sönt (a) és koaxiális sönt (b) áram mérésére oszcilloszkóppal

Az OSZC oszcilloszkóp Y tengelyi csatorna bemenetére kapcsolódik a sönt feszültségesése:

$$u = R_S \cdot i + \frac{d\Phi}{dt}, \quad (4.17)$$

ahol Φ a mérőhurok felületén áthaladó mágneses fluxus, melyet a mérendő i áram hoz létre. Mivel $\Phi = k \cdot i$, következik, hogy az oszcilloszkópon mért feszültségnek van i -vel arányos ($R_S \cdot i$) és az áram deriváltjával arányos ($k \frac{di}{dt}$) tényezője. Kisfrekvencián a derivált tag elhanyagolható, de már kHz frekvencián a derivált tag összehasonlítható nagyságrendű lesz az $R_S \cdot i$ tényezővel, ami még nagyobb frekvencián dominánssá válik. Így a képernyőn az i áram hullámformája helyett egy ennek a deriváltját ábrázoló képet kapunk.

A derivált tagot a koaxiális sönttel küszöbölhetjük ki (4.14.b. ábra). Az 1 R_S söntöt a 2 belső, nagy vezetőképességű hengerbe fogják. A sönt két végén a 3 korongok a feszültségkapcsok szerepét játsszák, innen vesszük az Y csatornabemenetre csatolt feszültséget. De a söntből kimenő áram a 4 külső hengeren folyik tovább. Így a jelkábel felületén a Φ mágneses fluxus két fluxus összege lesz:

- Φ_b – belső fluxus, amit a tengely menti R_S sönt hoz létre,
- Φ_k – külső fluxus, amit a külső hengeren áthaladó áram hoz létre.

A két fluxus ellentétes előjelű, de ugyanaz az áramerősség hozza létre, így $\phi = \phi_b + \phi_k \simeq 0$ és az OSZC műszerre kapcsolt feszültség:

$$u = R_S \cdot i. \quad (4.18)$$

Így magasabb frekvenciájú és nagy frekvenciájú tranziens áramokat lehet mérni, megjeleníteni képernyőn, elemezni, az áram derivált tagja ki-küszöbölésével.

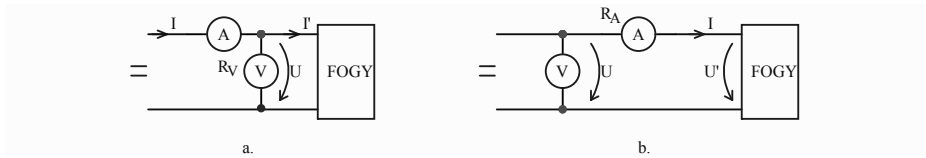
4.3. Villamos teljesítmény mérése

Egy U feszültségen táplált I áramot használó fogyasztó teljesítmény felvétele (áramforrás esetében a termelt teljesítmény) **egyenáramban**

$$P = U \cdot I. \quad (4.19)$$

E képlet alapján a P teljesítményt lehet mérni közvetett módszerrel (U és I külön mérésével), vagy közvetlen módszerrel (wattmérővel).

A teljesítmény mérése amper- és voltmérővel a 4.15. ábra szerinti bekötések egyikével történik:



4.15. ábra. Egyenáramú teljesítmény mérése amper- és voltmérővel: voltmérő ampermérő után (a), voltmérő ampermérő előtt (b)

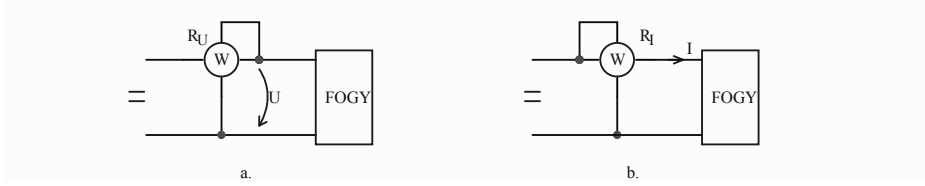
- ha a voltmérőt az ampermérő után kötjük be (4.15.a. ábra), akkor a fogyasztó teljesítményfelvétele

$$P = U \cdot I' = U \left(I - \frac{U}{R_V} \right) = UI - \frac{U^2}{R_V}; \quad (4.20)$$

- ha a voltmérőt az ampermérő elé kötjük (4.15.b. ábra), akkor

$$P = U' \cdot I = (U - R_A \cdot I) I = UI - R_A I^2. \quad (4.21)$$

Nyilván, ha $P = UI$ képlettel számoljuk ki a teljesítményt, akkor mindkét esetben a műszerek saját teljesítményfogyasztásától tekintünk el, ami módszeri rendszeres hibához vezet. Ez a hiba elhanyagolható ha vagy $\frac{U^2}{R_V} \ll U \cdot I$ (ekkor a 4.15.a. ábra szerint mérünk), vagy $R_A I^2 \ll U \cdot I$ (ekkor a 4.15.b. ábra szerinti kapcsolással mérünk).



4.16. ábra. Egyenáramú teljesítmény mérése wattmérővel

A teljesítmény mérése wattmérővel a 4.16. ábrán látható egyik bekapcsolással történhet. Bár a wattmérőknél mindig bejelölnek egy áram- és egy feszültségkapcsot mint polarizáltat, egyenáramban ennek nincs jelentősége. Így a mérést a következőképpen végezhetjük és eredménynek tekinthetjük a wattmérőn kijelzett P_W teljesítményt:

- Ha a wattmérő feszültség körét az áramkör mögé kötjük (4.16.a. ábra), a fogyasztó által felvett teljesítmény helyes értéke:

$$P = P_W - \frac{U^2}{R_U}, \quad (4.22)$$

ahol R_U a feszültségkör (tekercs) ellenállása. Nyilván $P = P_W$, elhanyagolható hibával, ha $\frac{U^2}{R_U} \ll P_W$.

- Ha a wattmérő feszültségkörét az áramkör elé kötjük (4.16.b. ábra), a fogyasztó által felvett teljesítmény helyes értéke

$$P = P_W - R_I I^2, \quad (4.23)$$

ahol R_I a műszer áramköri (tekercs) ellenállása. Szintén $P = P_W$, elhanyagolható hibával, ha $R_I \cdot I^2 \ll P_W$.

Egyfázisú váltóáramban, ahol a villamos energiát u és i pillanatnyi értékű feszültség és áram feltételei mellett szolgáltatják, az **aktív teljesítmény**:

$$P = \frac{1}{T} \int_T u i dt, \quad (4.24)$$

ahol T a váltómennyiségek periódusa. Ha i és u **szinuszosak**:

$$u = \sqrt{2}U \sin \omega t; i = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi),$$

akkor a (4.24) képlettel számolva kapjuk:

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi [W], \quad (4.25)$$

ahol U és I a feszültség, ill. áram effektív értékei, φ a feszültség és áram közötti fáziskülönbség. A $\cos \varphi$ -nek van külön elnevezése: **teljesítmény tényező**.

Ha az u és i periodikusak, de nem szinuszosak, akkor ezeket Fourier trigonometria sorba fejthetjük:

$$\begin{cases} u = U_0 + \sqrt{2} \sum_{k=1}^n U_k \sin(k\omega t + \alpha_k); \\ i = I_0 + \sqrt{2} \sum_{k=1}^n I_k \sin(k\omega t + \beta_k), \end{cases} \quad (4.26)$$

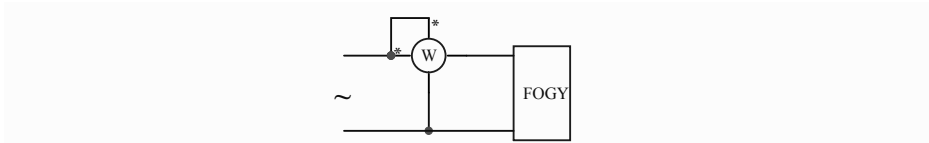
ahol U_0, I_0 egyenösszetevők, $k = 1$ -re u és i alapharmonikusát értjük és $k \geq 2$ -re u és i felharmonikusait.

A (4.24) definíció alapján kiszámíthatjuk az aktív teljesítményt:

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k, \quad (4.27)$$

ahol $\varphi_k = \alpha_k - \beta_k$.

Mivel maga a wattmérő egy szorzó ($u \cdot i$) és átlagoló műszer, a 4.17. ábra szerinti kapcsolással méri az aktív teljesítményt mind szinuszos (4.25), mind nemszinuszos (4.27) periodikus jelformák esetében. Figyelem a polarizált



4.17. ábra. Aktív teljesítmény mérése váltóáramban

kapcsok bekötésére: a kötés akkor helyes, ha a villamos energia a polarizált kapcsok felől terjed a másik kapcsok felé.

Külön felhívjuk a figyelmet a wattmérő használatánál szükséges ellenőrizni való tényekre. A wattmérők névleges adatai a névleges feszültség (U_n), névleges áram (I_n) és névleges teljesítmény ($P_n = U_n I_n \cos \varphi_n$), ahol $\cos \varphi_n$ a műszergyártó által megadott állandó, amelynek szokásos értéke $\cos \varphi_n = 1$, de léteznek erősen induktív áramkörökben mérés céljából épített wattmérők $\cos \varphi_n = 0,2$ és $\cos \varphi_n = 0,1$ értékkel. A wattmérő bekötésekor kell ellenőrizni, hogy egyik névleges értéket se haladja meg egyik villamos hálózati mennyiség sem, vagyis $U \leq U_n$; $I \leq I_n$; $P \leq P_n$.

Tovább csak a szinuszos feszültség és áram esetében meghatározott teljesítményekkel és ezek mérésével foglalkozunk. A (4.25) képlettel kifejezett

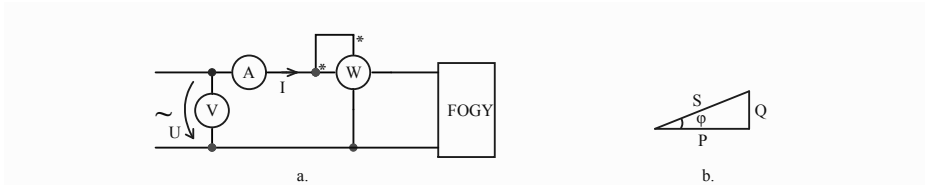
aktív teljesítményen kívül szinuszos váltóáramban még meghatározzuk a meddő (reaktív) teljesítményt:

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi [VAR] \quad (4.28)$$

és a látszólagos teljesítményt

$$S = U \cdot I [VA]. \quad (4.29)$$

Mindhárom teljesítményt mérhetjük egyfázisú áramkörben a 4.18.a. ábrán látható kapcsolás szerint. Feltételezzük, hogy a mérőműszerek (amper-



4.18. ábra. Aktív, meddő és látszólagos teljesítmények mérése egyfázisú áramkörben

mérő, voltmérő, wattmérő) belső teljesítmény használata elhanyagolható a fogyasztó teljesítményéhez képest, így kapjuk:

$$P = P_W; S = U \cdot I; Q = \sqrt{(UI)^2 - P^2}. \quad (4.30)$$

A (4.30) képletek különben megfelelnek a teljesítmény-háromszögben szereplő mennyiségeknek (4.18.b. ábra).

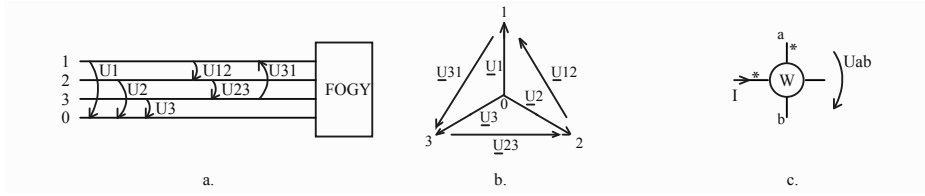
4.3.1. Aktív teljesítmény mérése háromfázisú hálózatokban

Teljesítmény és energia mérésére használt mérőeszközöket az elméleti képletek szerint kell a hálózatba kötni. A háromfázisú alapfogalmak ismétlése céljából tekintsük a 4.19. ábrát.

A négyvezetékes hálózatban (három fázis és a nulla) a következő feszültségeket határozzuk meg:

- **fázisfeszültségek:** $\underline{U}_1, \underline{U}_2$ és \underline{U}_3 a fázis és nulla közötti feszültségek;
- **vonalfeszültségek:** $\underline{U}_{12} = \underline{U}_1 - \underline{U}_2$; $\underline{U}_{23} = \underline{U}_2 - \underline{U}_3$; $\underline{U}_{31} = \underline{U}_3 - \underline{U}_1$.

A vonallal aláhúzott feszültségek ezeknek a komplex egyszerűsített alakjai, miszerint $\underline{U} = U \cdot e^{j\alpha}$, ahol U a feszültség effektív értéke, α a referenciához viszonyított fáziskülönbsége.



4.19. ábra. Háromfázisú, általános négyvezetékes hálózat (a) és a feszültségek vektordiagramja (b) és egy wattmérő bekötése (c)

Ezeket a feszültségeket látjuk a vektordiagramban is feltüntetve (4.19.b. ábra). Ha a hálózat **szimmetrikus feszültségekkel** rendelkezik, akkor $U_1 = U_2 = U_3 = U_f$, valamint $U_{12} = U_{23} = U_{31} = U_V$ és az 1, 2, 3 háromszög egyenlő oldalú. Ebben az esetben az U_f fázisfeszültség és U_V vonalfeszültség között az $U_V = \sqrt{3}U_f$ összefüggés van.

Mielőtt a wattmérők áramkörbe kötését elkezdenénk, említsük meg, hogy a 4.19.c. ábrán látható wattmérő a

$$P_W = I \cdot U_{ab} \cdot \cos(\underline{U}_{ab}, \underline{I})$$

tényezőt méri. Így a polarizált kapcsolatot szigorúan az elméleti képletben található indexek szerint kell csatlakoztatni.

A háromfázisú hálózatban a látszólagos, komplex teljesítmény:

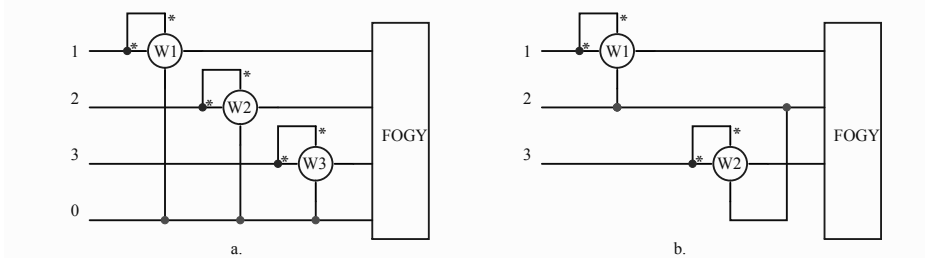
$$\underline{S} = \underline{U}_1 \underline{I}_1^* + \underline{U}_2 \underline{I}_2^* + \underline{U}_3 \underline{I}_3^*, \quad (4.31)$$

ahol a csillaggal jelzett áramok a megfelelő fázisáramok komplex konjugáltjai (ha $\underline{I} = I \cdot e^{j\beta}$, akkor $\underline{I}^* = I \cdot e^{-j\beta}$). Az \underline{S} látszólagos teljesítmény valós része adja a háromfázisú aktív teljesítményt:

$$P = \operatorname{Re}\{\underline{S}\} = U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + U_3 I_3 \cos \varphi_3, \quad (4.32)$$

ahol φ_j a megfelelő U_j fázisfeszültség és I_j fázisáram ($j = 1, 2, 3$) közötti fáziskülönbségek. A (4.32) képletnek megfelelően bekötve három wattmérőt, kapjuk a 4.20.a. ábrán látható kapcsolást, amelyben a wattmérők a (4.32) képlet egy-egy tagjának megfelelő teljesítményt mérik. Így a fogyasztó által felvett aktív teljesítmény:

$$P = P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}.$$



4.20. ábra. Aktív teljesítmény mérése négyvezetékes hálózatban (a) és két wattmérővel háromvezetékes hálózatban (b)

Ha a háromfázisú hálózat **háromvezetékes**, akkor a három áram összege zéró:

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = 0 \text{ és } \underline{I}_1^* + \underline{I}_2^* + \underline{I}_3^* = 0.$$

Ha (4.31) háromfázisú komplex látszólagos teljesítmény képletében kivonunk egy nullás tényezőt, kapjuk:

$$\underline{S} = \underline{U}_1 \underline{I}_1^* + \underline{U}_2 \underline{I}_2^* + \underline{U}_3 \underline{I}_3^* - \underline{U}_2 (\underline{I}_1^* + \underline{I}_2^* + \underline{I}_3^*) = (\underline{U}_1 - \underline{U}_2) \underline{I}_1^* + (\underline{U}_3 - \underline{U}_2) \underline{I}_3^*,$$

tehát

$$\underline{S} = \underline{U}_{21} \underline{I}_1^* + \underline{U}_{32} \underline{I}_3^*. \quad (4.33)$$

A (4.33) képletet kéttényezős teljesítménynek nevezzük, és ennek a valós része adja a háromvezetékes hálózat háromfázisú aktív teljesítmény képletét.

$$P = U_{12} \cdot I_1 \cdot \cos(\hat{U}_{12}, I_1) + U_{32} \cdot I_3 \cdot \cos(\hat{U}_{32}, I_3) \quad (4.34)$$

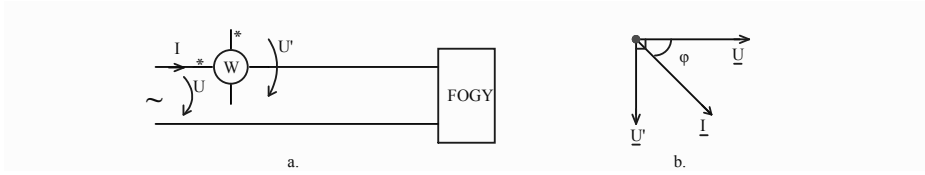
A (4.34) képlet szerinti két wattmérős aktív teljesítmény mérési kapcsolást a 4.20.b. ábrán láthatjuk. Ha két wattmérő P_{W1} és P_{W2} értékeket mér, akkor a fogyasztó által felvett aktív teljesítmény:

$$P = P_{W1} + P_{W2}.$$

A bemutatott két teljesítményt mérő eljárás a legáltalánosabb. Lehet a wattmérők számát csökkenteni, ha a hálózat szimmetrikus feszültségekkel rendelkezik, vagy ha a terhelés egyensúlyozott, de ezek túl sajátos esetek.

4.3.2. Meddő teljesítmény mérése háromfázisú hálózatokban

Léteznek mérőműszerek a wattmérőkhöz hasonló szerkezettel és bekötéssel, amelyek közvetlenül mérik a meddő teljesítményt egy-fázisban a (4.28) képlet szerint. Ezek a műszerek varméterek (nevük a VAR mértékegységből ered), de gyakorlati használatuk elenyésző, részben bonyolult szerkezetük, részben frekvenciafüggésük miatt. Így a háromfázisú hálózatokban gyakori a meddő teljesítmény mérése wattmérőkkel. A wattmérőket ún. mellékfeszültségek segítségével alakíthatjuk meddő teljesítmény mérő eszközzé (4.21.a. ábra). A wattmérőt a fogyasztó tápkörébe kapcsoljuk az áram-



4.21. ábra. Wattmérő használata mellékfeszültséggel (a) és a megfelelő vektordiagram (b)

kapcsokkal, de a hálózati U feszültség helyett egy U' **mellék-feszültséget** kapcsolunk a wattmérő feszültségkapcsaira (4.21.b. ábra), így a wattmérő a P_W aktív teljesítményt méri:

$$P_W = U' \cdot I \cdot \cos(\hat{U}', \underline{I}) = U' \cdot I \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = \frac{U'}{U} \cdot U \cdot I \cdot \sin \varphi = \frac{U'}{U} \cdot Q,$$

ahonnan

$$Q = \frac{U}{U'} \cdot P_W. \quad (4.35)$$

Tehát ha létezik olyan U' mellékfeszültség, amely $\pi/2$ szöggel az U mögött van, akkor a wattmérő a P_W értéket méri Watt mértékegységben, de ezt szorozva U/U' aránnyal kapjuk a Q teljesítményt VAR mértékegységben.

Háromfázisú **szimmetrikus feszültségekkel** rendelkező hálózatokban (ahol $\underline{U}_1, \hat{\underline{U}}_2 = \underline{U}_2, \underline{U}_3 = \underline{U}_3, \underline{U}_1 = 2\pi/3$ és $\underline{U}_{12} \perp \underline{U}_3$; $\underline{U}_{23} \perp \underline{U}_1$; $\underline{U}_{31} \perp \underline{U}_2$) találunk megfelelő fázis- és vonalfeszültségeket, amelyek merőlegesek egymásra.

A háromtényezős látszólagos komplex teljesítmény (4.31) képlet képzetes része adja a háromfázisú meddő teljesítményt:

$$Q = \text{Im}\{\underline{S}\} = U_1 I_1 \sin \varphi_1 + U_2 I_2 \sin \varphi_2 + U_3 I_3 \sin \varphi_3. \quad (4.36)$$

Az U_1, U_2 és U_3 fázisfeszültségek helyett a 4.19.b. ábrán látható vektordiagramon keressük meg a $\pi/2$ -vel késő feszültségeket. Kapjuk:

$$\underline{U}_1 \rightarrow \underline{U}_{23}; \quad \underline{U}_2 \rightarrow \underline{U}_{31}; \quad \underline{U}_3 \rightarrow \underline{U}_{12};$$

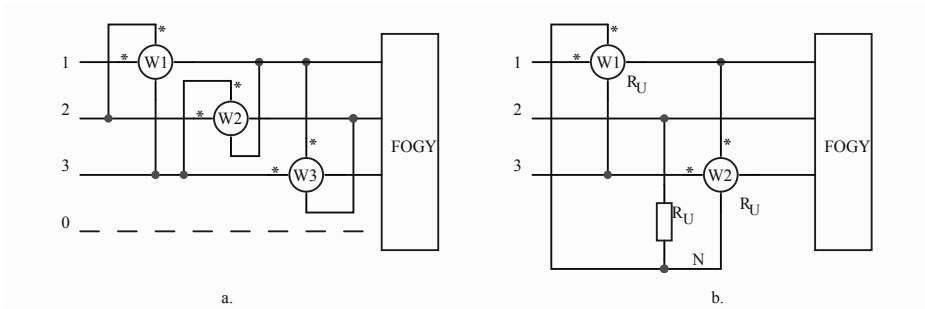
és mivel a feszültségek szimmetrikus rendszert alkotnak:

$$\frac{U}{U'} = \frac{U_f}{U_V} = \frac{1}{\sqrt{3}}.$$

A (4.36) képlet átalakul:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{23}I_1 \sin \varphi_1 + U_{31}I_2 \sin \varphi_2 + U_{12}I_3 \sin \varphi_3), \quad (4.37)$$

amelynek megfelelő kapcsolás a 4.22.a. ábrán látható.



4.22. ábra. Meddő teljesítmény mérése wattmérőkkel mellékfeszültséges módszerrel, három wattmérővel (a) és két wattmérővel (b)

Ha a wattmérők P_{W1} , P_{W2} és P_{W3} teljesítményeket mérnek, akkor a háromfázisú, a fogyasztó által felvett meddő teljesítmény

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}}(P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}).$$

Mivel a null vezetőt nem használtuk fel a mérési kapcsoláshoz, következik, hogy ugyanezt a három wattmérős eljárást használhatjuk meddő teljesítmény mérésére mind a négyvezetékes, mind a háromvezetékes hálózatokban.

A kéttényezős látszólagos komplex teljesítmény (4.33) képletének a képzetes része megint adja a háromfázisú, háromvezetékes hálózatra érvényes meddő teljesítményt:

$$Q = \text{Im}\{\underline{S}\} = U_{12}I_1 \sin(\underline{U}_{12}, \underline{I}_1) + U_{32}I_3 \sin(\underline{U}_{32}, \underline{I}_3) \quad (4.38)$$

Megint a 4.19.b. ábrán a vektordiagramon keresünk az \underline{U}_{12} és \underline{U}_{32} feszültséghez képest $\pi/2$ -vel ezek mögött található feszültségeket. Ezek:

$$\underline{U}_{12} \Rightarrow -U_3; \underline{U}_{32} \Rightarrow U_1,$$

valamint az U/U' arány :

$$\frac{U}{U'} = \frac{U_V}{U_f} = \sqrt{3}.$$

A (4.38) képlet a megtalált feszültségekkel átalakul

$$Q = \sqrt{3}(U_3 I_1 \sin(\underline{U}_{12}, \hat{\underline{I}}_1)) + U_1 I_3 \sin(\underline{U}_{32}, \hat{\underline{I}}_3)) \quad (4.39)$$

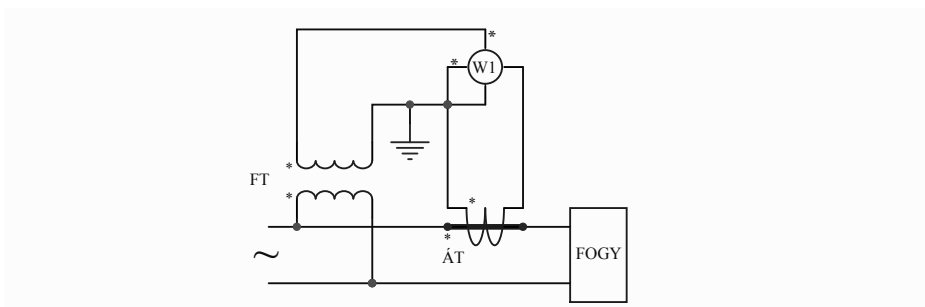
képletté, de ne feledjük, hogy az U_3 valóban $(-\underline{U}_3)$ vektor. A (4.39) képletnek megfelelő kapcsolás a 4.22.b. ábrán látható. Mivel a háromvezetékes hálózatnak nincs nulla pontja, létre kell hozunk egy mesterséges N nullapontot a két $W1$ és $W2$ azonos R_U feszültségkör-ellenállású wattmérővel és egy harmadik, szintén R_U ellenállással. Így a wattmérők P_{W1} és P_{W2} teljesítményt mérnek, és a fogyasztó által felvett háromfázisú meddő teljesítmény:

$$Q = \sqrt{3}(P_{W1} + P_{W2}).$$

4.3.3. Teljesítmény mérése mérőtranszformátorok beiktatásával

Magasfeszültségű és nagy áramú villamos hálózatoknál a wattmérőket nem lehet közvetlenül a hálózatba kapcsolni, mivel a hálózat energetikai paraméterei meghaladják a mérőműszerek névleges megengedett határértékeit ($I > I_n$; $U > U_n$). Váltóáramú hálózatokban a teljesítmény mérése megoldható áram- és feszültségmérő transzformátorok (váltók) közbeiktatásával. Tekintsük kezdetben az egyszerűbb egyfázisú hálózatot, ahol az aktív teljesítmény mérést egy wattmérővel végezzük el. A műszert egy $\hat{A}T$ árammérő transzformátor (áramváltó) és egy $\hat{F}T$ feszültségmérő transzformátor (feszültségváltó) közbeiktatásával kapcsoljuk a hálózatba (4.23 ábra). A veszélyes feszültségátütéseket kivédendő a szekundereket földeljük. Ha a wattmérő P_W teljesítményt mér és a mérőtranszformátorok átalakítási tényezői k_i (áramváltó), illetve k_u (feszültségváltó), akkor a primer oldali, a fogyasztó által felvett aktív teljesítmény:

$$P = k_i \cdot k_u \cdot P_W [W]. \quad (4.40)$$



4.23. ábra. Aktív teljesítmény mérése mérőtranszformátorokkal egyfázisú hálózatban

Egy mérőláncban a mérési eredményt a lánc minden összetevője befolyásolja, így a mérési hibát is. Felhasználva a közvetett mérések hibaszámításának a módszerét, a (4.40) képlet alapján elvégzett mérés eredményeként a P teljesítmény legnagyobb lehetséges mérési hibája:

$$\varepsilon_P = \frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta k_i}{k_i} + \frac{\Delta k_u}{k_u} + \frac{\Delta P_W}{P_W}. \quad (4.41)$$

Leegyszerűsítve a $\frac{\Delta k_i}{k_i} = c_i$ (áramváltó pontossági osztálya), $\frac{\Delta k_u}{k_u} = c_u$ (a feszültségváltó pontossági osztálya) és

$$\frac{\Delta P_W}{P_W} = \frac{(P_W)_n \cdot c_W}{P_W},$$

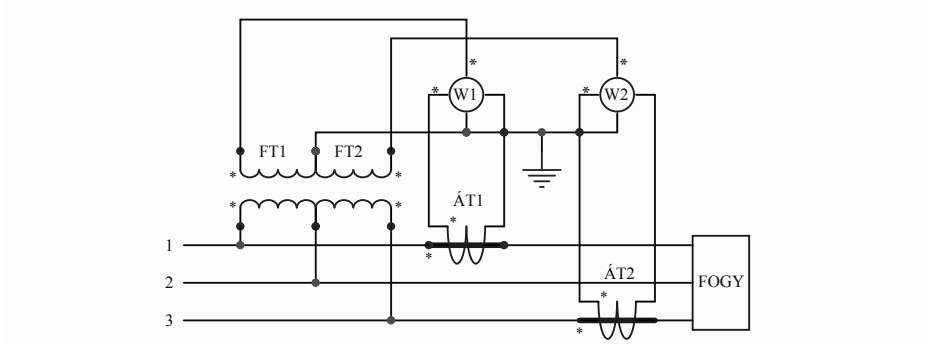
ahol $(P_W)_n$ a wattmérő névleges (felső határ) teljesítménye és c_W a wattmérő pontossági osztálya. A (4.41) képletben eltekintettünk a mérőtranszformátorok szöghibáitól.

A leggyakoribb magasfeszültségű hálózatok háromvezetékesek. Ezért a következőkben ezen hálózatokba kapcsolódó wattmérők bekötéseit mutatjuk be aktív és meddő teljesítmény mérésére. Azzal számolunk, hogy egy-egy mérési kapcsolásban az áramváltók egyformák, úgyszintén a feszültségváltók.

A háromfázisú háromvezetékes hálózatokban a két wattméteres aktív teljesítmény-mérési módszert alkalmazzuk. A műszerek bekötése a (4.34) képlet szerint történik, ennek megfelelően illesztjük közbe a mérőtranszformátorokat (4.24 ábra). Ha az ábra szerint tiszteletben tartjuk a transzformátorok és a watt-mérők polarizált kapcsainak a bekötését, akkor a (4.34)

képlet szerint fog végbemenni a mérés. Ha az áramváltók átalakítási tényezői k_i , a feszültségváltóé k_u és a wattmérők P_{W1} és P_{W2} teljesítményt mérnek, akkor a fogyasztó által felvett aktív teljesítmény:

$$P = k_i k_u (P_{W1} + P_{W2}) [W]. \quad (4.42)$$



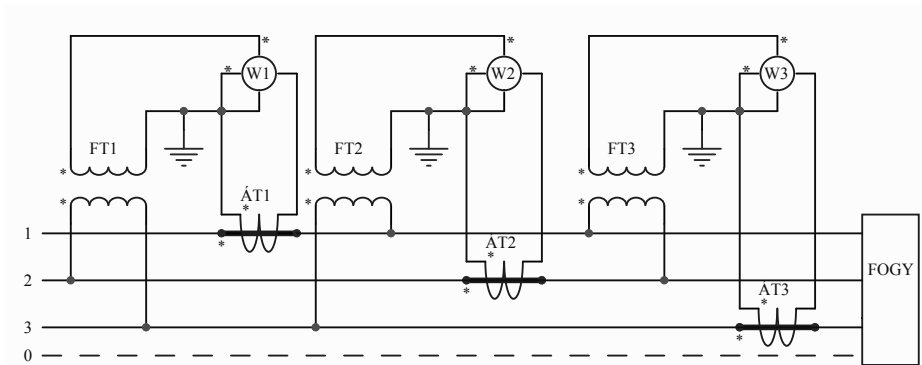
4.24. ábra. Aktív teljesítmény mérése két wattmérővel mérőtranszformátorok közbeiktatásával

A mérőtranszformátorok szekunder áramkörét mind le kell földelni munkavédelmi szempontból.

A három wattmérős meddő teljesítmény mérése elvégezhető mind a három-, mind a négyvezetékes hálózatokban. Ezért vettük figyelembe a (4.37) képlet szerinti meddő teljesítmény mérést, amelynek megfelelően kötöttük be a három wattmérőt és a három-három áramváltót ($\hat{A}T1, 2, 3$) és feszültségváltót ($FT1, 2, 3$), amint a 4.25. ábrán látható.

Ha a 4.25. ábra szerint kötjük az összetevő mérőeszközök polarizált kapcsait, akkor a mérési eljárás pontosan megfelel a (4.37) képletben kifejezetteknek. Ha P_{W1} , P_{W2} és P_{W3} a wattmérőkön mért teljesítmények, akkor a fogyasztó által elhasznált meddő teljesítmény:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} k_i k_u (P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}) [VAR]. \quad (4.43)$$



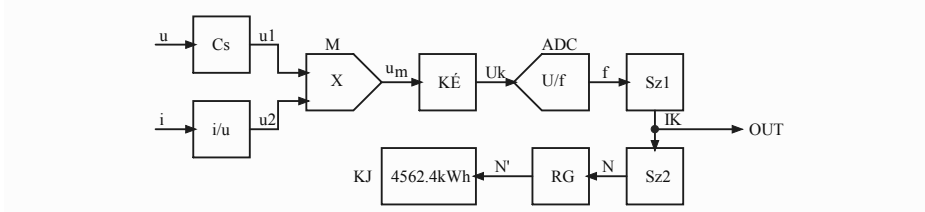
4.25. ábra. Meddő teljesítmény mérése három wattmérővel háromfázisú hálózatban mérőtranszformátorok közbeiktatásával

4.4. Villamos energia mérése

A villamos energiát elő kell állítani, amit mai világunkban forgó generátorokkal termelünk, különböző mechanikai energiaforrások meghajtásával (hőenergia – termoközpontok, víz mozgási energiája – folyó vagy tenger hullámaint felhasználva – hidroközpontok, szélenergia – szélgenerátorok, atomenergia hővé alakítása, gőz termelése és turbinák meghajtása – atomközpontok), illetve a napfény közvetlen átalakításával – napelemes központok. A termelt energiát villamos hálózatokba irányítják, melyeken keresztül az energia eljut a fogyasztókhoz (kisebb, házi fogyasztók, nagyipari fogyasztók). Nyilván az energia termelése és szállítása költségekkel jár, amit végül is a fogyasztók fizetnek meg. Ebben a villamos energia „fuvarozásban” fontos szerepet játszanak az energiamérő eszközök, amelyeket felszerelnek minden energiatermelő hálózati kimenetére és minden fogyasztó hálózat felőli bemenetére. A gazdaságos villamosenergia-átadás céljából mérik az aktív (W_a) és meddő (reaktív – W_r) energiát.

A villamos energiát a kisfeszültség oldalon kizárólag közvetlen módszerrel, energiamérő műszerekkel (energiamérő órák) mérik. A nagyfeszültségű hálózatok oldalán az energiákat mérőtranszformátorok közbeiktatásával mérik. A 2.4. alfejezetben bemutatunk egy elektromechanikus műszert, az indukciós energiamérőt. Ezt az elektromechanikus energiamérőt még ma is használjuk, de javarészt már elektronikus (statikus) energiamérőket találunk a mérési pontokban.

Egy aktív energiát mérő elektronikus műszer tömbvázlatát a 4.26. ábrán mutatjuk be. A villamos energiát az $u = \sqrt{2}U \sin \omega t$ feszültségen



4.26. ábra. Elektronikus aktív energiamérő tömbvázlata

$i = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi)$ árammal szállítják. Az u feszültség amplitúdóját egy Cs csillapítóval lecsökkentjük u_1 szintre, ami elfogadható az M szorzó (analog multiplikátor) bemenetén ($u_1 = k_1 \cdot u$). Az i áramot egy i/u áram-feszültség átalakító (ez lehet egy áramváltó, amely szekunderébe egy söntszerű ellenálláson létrejövő feszültségesés) után a multiplikátor bemenetén elfogadható u_2 feszültséggé alakul ($u_2 = k_2 \cdot u$). Az M analóg szorzó összeszorozza a két bemenő feszültséget, és a kimenetén U_k feszültséget kapunk:

$$\begin{aligned} u_m &= k_M \cdot u_1 \cdot u_2 = k_M \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot u \cdot i = \\ &= k_M \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot 2UI \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi) = \\ &= k_M \cdot k_1 \cdot k_2 UI [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)], \end{aligned} \quad (4.44)$$

ahol k_M a szorzó áramkört jellemző állandó. A (4.44) összefüggésben a zárójel egy $\cos \varphi$ állandó tényezőt és egy váltakozó tényezőt $[\cos(2\omega t - \varphi)]$ tartalmaz. Ha ezt az u_m feszültséget középérték-átalakítón ($K\acute{E}$) tovább közvetítjük ($K\acute{E}$ lehet egy aluláteresztő szűrő), akkor kapjuk:

$$U_k = k_f \cdot k_M k_1 k_2 UI \cos \varphi = K_u P, \quad (4.45)$$

ahol k_f a középérték-átalakítót jellemző állandó és $K_u = k_f k_M k_1 k_2$. Látható, hogy U_k a P aktív teljesítménnyel arányos. Innen már csak az integrálási műveletet kell elvégezni, hogy

$$W_a = \int_t P dt \quad (4.46)$$

aktív energiát kapjunk. Ezt a műveletet úgy végezzük el, hogy az U_k feszültséget egy U/f feszültség-frekvencia analóg-digitális ADC átalakítóba

visszük, amely kimenetén a frekvencia a bemenő U_k feszültséggel arányos:

$$f = k_{ADC} \cdot U_k = k_{ADC} \cdot K_u \cdot P. \quad (4.47)$$

Az f frekvenciájú impulzussorozatot egy $Sz1$ számlálóba visszük, amely a számoló maximális értéke elérésekor (N_{max}) az IK impulzus kimeneten egy impulzust ad le a másik, $Sz2$ számláló bemenetére. Az $Sz1$ számlálóra felírhatjuk:

$$N_{max} = f \cdot \tau = k_{ADC} K_u \cdot P \cdot \tau,$$

ahol τ az N_{max} számú f frekvenciájú impulzus számolásához szükséges idő. Innen következik

$$\tau = \frac{N_{max}}{k_{ADC} K_u} \cdot \frac{1}{P} = \frac{K_i}{P}, \quad (4.48)$$

amelyből megállapítható, hogy minél nagyobb a P teljesítmény, annál kisebb az IK kimeneten jelentkező impulzusok közötti idő (tehát az impulzusok sűrűbbek).

Az IK kimenet impulzusait kétféleképp használhatjuk fel:

- egy OUT kimeneten az impulzusokat külső feldolgozás céljából rendelkezésre bocsátjuk táv-energiamérés céljából;
- az IK impulzusokat egy következő $Sz2$ számlálóba visszük, ahol az IK impulzusokat egyszerűen számoljuk.

Egy bizonyos t idő alatt a megszámlolt impulzusok száma:

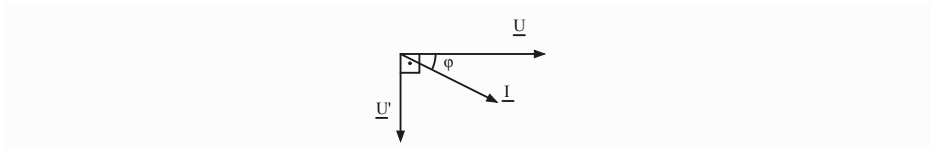
$$N = K_{SZ} \frac{t}{\tau} = \frac{K_{SZ}}{K_i} P \cdot t = K_W \cdot W_a, \quad (4.49)$$

ahol K_W az energiamérő állandója és K_{SZ} a számláló állandója. Különben az IK impulzuskiemenet impulzusainak paraméterei képezik az energiamérő jellemzőjét: K_W -impulzusszám/kWh. A (4.49)-ből következik, hogy

$$W_a = \frac{N}{K_W}. \quad (4.50)$$

Az N számot osztva a K_W állandóval kapjuk az N' számot, ami szám szerint egyenlő a t idő alatti aktív energiával, ami átfolyt az energiamérő eszközön. Ezt az N' számot tárolja egy RG regiszter, amely meghajtja a digitális KJ kijelzőt. A kijelző LCD típusú (folyékony kristály), mivel ennek kevés az energiafogyasztása. A mérőműszer a hálózatról veszi fel a működéséhez szükséges energiát (az elektronikus áramkörök és a kijelző működéséhez).

Ha visszatekintünk a meddő teljesítmény mérésére wattmérővel, mellékfeszültség felhasználásával [(4.35) képlet], akkor magától jön az ötlet, hogyha a 4.26. ábrán látható aktív energiamérő eszközénél ha hálózati u feszültség helyett egy u' mellékfeszültséget használnánk, a 4.26. ábra szerint felépített **meddő (reaktív) W_r energiamérőt** kaphatunk. Az elvi megoldás a 4.27. ábra szerinti vektordiagramon látható, miszerint a 4.26. ábrán a hálózati u feszültség helyett egy, az u -hoz képest $\pi/2$ -vel késő u' mellékfeszültséget kapcsolunk:



4.27. ábra. Hálózati mennyiségek és a mellékfeszültség vektordiagramja

$$u' = \sqrt{2}U' \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

Ha az M szorzóba az $u_1 = k_1 u'$ feszültség kerül, akkor a kimenetén az

$$\begin{aligned} u_m &= k_M \cdot k_1 \cdot k_2 2U'I \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin(\omega t - \varphi) = \\ &= k_M \cdot k_1 \cdot k_2 \frac{U'}{U} UI \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) - \cos\left(2\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi\right) \right] \end{aligned} \quad (4.51)$$

feszültséget kapjuk. Ezt átlagolva (KÉ – középérték-átalakító) kapjuk:

$$U_k = k_f k_M k_1 k_2 \frac{U'}{U} UI \sin \varphi = K_u \frac{U'}{U} Q. \quad (4.52)$$

Innen tovább a számlálások azonosképp folynak, mint az aktívenergiamérőnél, és végül (4.49) szerint kapjuk:

$$N = \frac{K_{SZ}}{K_i} Qt = K_{VAR} W_r, \quad (4.53)$$

ahol K_{VAR} -ban szereplő K_{SZ} tartalmazza az U'/U arányt is. Itt a K_{VAR} a műszer állandója impulzus/kVARh-ban megadva.

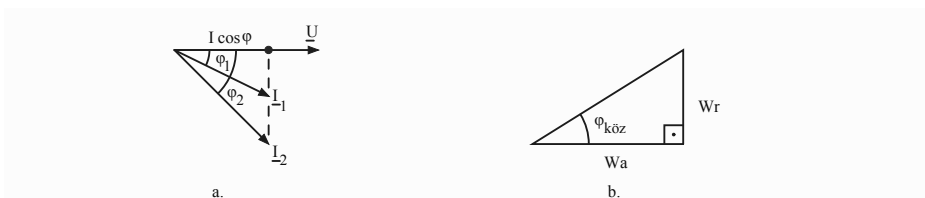
Általában egyfázisú váltóáramú hálózatokban **csak az aktív energiát** mérjük.

Háromfázisú hálózatokban, ahol a nagy energiamennyiségek forgalma biztosított, mérjük mind az aktív, mind a meddő villamos energiát.

Az **aktív energiamérők** bekötése a 4.20. ábra szerinti wattmérők bekötése szerint történik, attól függően, hogy négyvezetékes (4.20.a. ábra) vagy háromvezetékes (4.20.b. ábra) a hálózat.

A szimmetrikus feszültségekkel rendelkező háromfázisú hálózatokban léteznek a $\pi/2$ -vel fáziskésésben levő feszültségek [(4.36) és (4.37) képletek], így a három aktív elemes meddő energiamérőt a (4.37) képlet szerint kötjük be a hálózatba hasonlóan a wattmérőkhöz (4.22.a. ábra).

Az aktív és meddő energiákat mérik mind az energiatermelő és energiaszállító oldalán, mind a fogyasztóknál. Az energiaszállításnál fontos, hogy milyen $\cos \varphi$ teljesítménytényezővel történik ez a folyamat.



4.28. ábra. A hálózat feszültség-áram diagramja (a) és az energiák háromszöge (b)

Az energiaszállítás célja a fogyasztónak biztosítani a szükséges P aktív teljesítményt, megfelelő feszültségparaméterek mellett (effektív érték, hullámalak, frekvencia). Az aktív teljesítmény egyfázisban: $P = UI \cos \varphi$, ahol $\cos \varphi$ -t teljesítménytényezőnek nevezzük. De adott U feszültség mellett ugyanazt a P teljesítményt szállíthatjuk különböző teljesítménytényezők mellett (4.28.a. ábra):

$$P = UI_1 \cos \varphi_1 = UI_2 \cos \varphi_2. \quad (4.54)$$

Látható, hogy $\varphi_2 > \varphi_1$ fáziskülönbségre $\cos \varphi_2 < \cos \varphi_1$ és megfelelően $I_2 > I_1$. A gond a hálózat vezetékein elveszett (hő alakjában) Joule-féle teljesítmény (P_V):

$$P_V = R \cdot I^2,$$

ahol R a vezetékek ellenállása. Ezt a veszteséget szintén az energiatermelő kell biztosítsa. Tehát részére nem mindegy, hogy a fogyasztónak szükséges P teljesítményt I_1 vagy I_2 áram mellett szállítja, mert nyilván $RI_2^2 > RI_1^2$. Ebből kifolyólag léteznek az energiatermelőket védendő (és akár a

környezetet is, hisz az RI^2 a légtérben/földben elveszett hő) szabályzások a fogyasztókat a $\cos \varphi$ bizonyos érték feletti tartására. Mármost ha a $\cos \varphi \geq 0,93$ a fogyasztó kizárólag az aktív energia árát fizeti, ha $0,65 < \cos \varphi < 0,93$, a fogyasztót az aktív energia 10%-os felárral való fizetésre kötelezi és $\cos \varphi \leq 0,65$ esetén a felár 30% (vagyis büntetés). A $\cos \varphi$ „kordában tartása” a fogyasztó feladata, amely kénytelen meddő energiát kompenzáló lépéseket tenni, ami általában kondenzátortelepek beiktatásával történik.

A teljesítménytényező (amit mind az energiatermelő, mind a fogyasztó mér és követ) Δt időszakokra számított középértékét az ebben az időszakban elfogyasztott W_a aktív energia és W_r meddő (reaktív) energia értékeiből az energia-háromszög alapján (4.28.b. ábra) számítjuk ki:

$$\cos \varphi_{KÖZ} = \frac{W_a}{\sqrt{W_a^2 + W_r^2}}. \quad (4.55)$$

A Δt időszak lehet egy nap, egy hét, egy hónap, de a mai elektronikai műszerek világában és adatközlési lehetőségek mellett egyre gyakoribb a $\Delta t = 1$ óra időszakokra számolt teljesítménytényező.

4.5. Villamos áramköri elemek paramétereinek a mérése – impedanciamérés

Az impedancia egy komplex mennyiség, meghatározás szerint egy két-pólusú passzív áramköri összetevő kapcsain fellépő U feszültségesés és az I áthaladó áram aránya:

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}}. \quad (4.56)$$

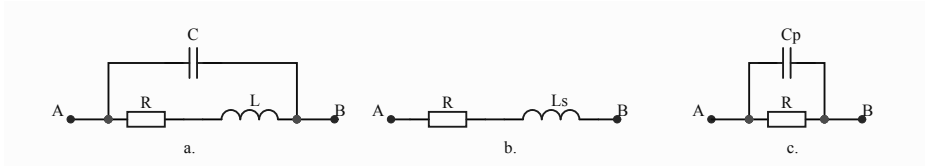
Mint komplex szám ennek van valós és képzetes összetevője. Léteznek ideális vagy közel ideális esetek, amikor a képzetes vagy a valós összetevő zérus. Ekkor ideális ellenállásról, ill. ideális induktivitásról vagy kapacitásról beszélünk.

Bármennyire törekednénk ideális elemek előállítására, a fő komponens (amit célba vettünk) mellett nemkívánatos parazitakomponensek is jelentkeznek. Sőt egyes esetekben éppen a parazitakomponens megismerése a mérés elsődleges célja.

Mivel az impedancia energetikailag passzív elem, mérését csak külső energia behozatalával lehet elvégezni. A mérés mérőhálózatokban történik, általában szinuszos vizsgálójellel. Általában az impedancia két összetevő

paraméterét lehet meghatározni a mérési eljárás eredményeként. Alább a nemideális (valódi) áramköri passzív elemek két összetevős helyettesítő képeit mutatjuk be és az áram-feszültség vektordiagramok alapján a parazita-összetevőket jellemző mennyiségek képleteinek levezetését.

Az **ellenállásokat** (a passzív elem gyakorlati kivitelezése) gyakran egyen-áramban mérjük, amikor meghatározzuk az egyetlen összetevőt, az R ellenállását ohmban. Váltóáramban, akár nagy frekvenciákig a fizikai ellenállást AB kapcsok között a 4.29.a. ábrán látható helyettesítő képpel ábrázoljuk, ahol R az ohmos ellenállás, L az AB kapcsok közötti R ellenállással soros



4.29. ábra. Az ellenállás váltóáramú helyettesítő képei

parazita induktivitás és C az ellenállás AB kapcsaira vonatkoztatott parazita kapacitás. Ez három komponenses helyettesítő kép, de bizonyos feltételek mellett a helyettesítő képet két komponensessé alakítjuk:

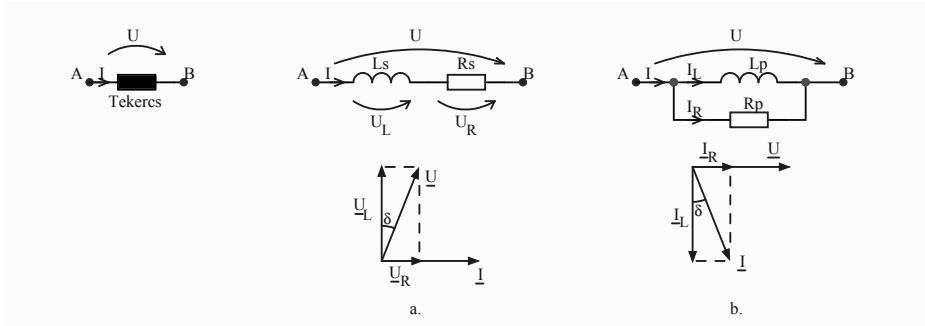
- ha $\frac{L}{R} \gg RC$, akkor a soros $R - L_S$ képet kapjuk (4.29.b. ábra), ahol $L_S = L - R^2C$;
- ha $RC \gg \frac{L}{R}$, akkor a párhuzamos $R - C_P$ képet kapjuk (4.29.c. ábra), ahol $C_P = C - \frac{L}{R^2}$.

A **tekercsnek** (AB kapcsok közötti áramköri elem – 4.30. ábra) szeretnénk ha csak induktivitása lenne (ideális). De a tekercset fémhuzallal, gyakran vasmaggal gyártják, amelyekben aktív teljesítményveszteségek jönnek létre (Joule hőhatás, örvényáramok, hiszterézis), amit egyenértékű ellenállással veszünk számba a helyettesítő képben (4.30. ábra).

- Az AB kapcsok között soros L_S öninduktivitású és R_S ellenállású helyettesítő képet tekintve (4.30.a. ábra) a mérendő két mennyiség a tekercs L_S **induktivitása** és a Q **jósági tényezője**. Ez utóbbit a vektordiagram alapján számoljuk ki:

$$Q = \frac{1}{tg \delta} = \frac{U_L}{U_R} = \frac{I\omega L_S}{IR_S} = \frac{\omega L_S}{R_S}, \quad (4.57)$$

ami a tekercs „minőségét” jellemzi. Ideális veszteségmentes tekercs esetében $R_S = 0$ és $Q \rightarrow \infty$.



4.30. ábra. Tekercs soros (a) és párhuzamos (b) helyettesítő képe

- Ha AB kapcsok között a párhuzamos helyettesítő képet képzeljük el (4.30.b. ábra), akkor a mérés eredményeként L_P és Q mennyiségek értékeit tekintjük. A vektordiagram alapján:

$$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{I_L}{I_R} = \frac{\frac{U}{\omega L_P}}{\frac{U}{R_P}} = \frac{R_P}{\omega L_P}. \quad (4.58)$$

Ideális veszteségmentes tekercseknél $R_P \rightarrow \infty$ és $Q \rightarrow \infty$.

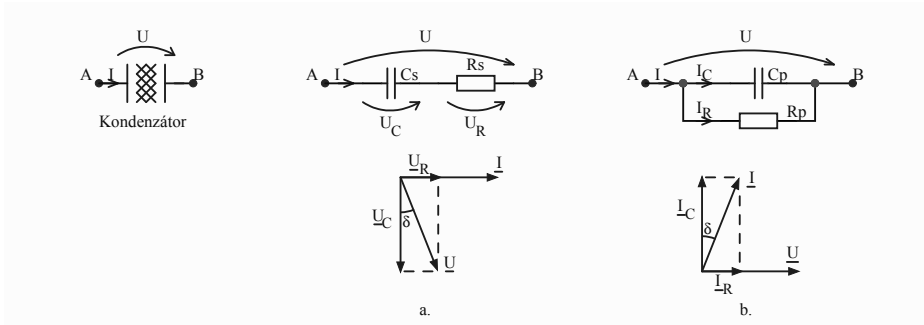
A vektordiagramokban δ -val megjelölt szöget veszteségi szögnek nevezzük, ugyanis a parazita (veszteségi) ellenállás hiányában a tekercsen átfolyó I áram $\pi/2$ szöggel késik a tekercs kapcsain megjelenő U feszültséghez képest. Tehát a δ szög a tekercs paraméter eltérését jellemzi az ideális L induktivitástól.

A **kondenzátort** (AB kapcsok közötti valódi áramköri elem – 4.31. ábra) az ideális C kapacitás értékre gyártják. De itt is léteznek aktív teljesítményveszteségek (a dielektrikumon átfolyó áram, dielektromos hiszterézis), amelyeket a helyettesítő képben ellenállásként ábrázolunk (4.31. ábra).

- Ha AB kapcsok között a soros helyettesítő képet tekintjük (4.31.a. ábra), akkor mérési eredménynek a C_S kapacitás és $\operatorname{tg} \delta$ (a veszteségi szög tangense) értékeket tekintjük. A $\operatorname{tg} \delta$ -t a vektordiagram alapján számoljuk ki:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{U_R}{U_C} = \frac{I R_S}{\frac{I}{\omega C_S}} = \omega R_S C_S. \quad (4.59)$$

Ideális (veszteségmentes) kondenzátornál (ilyen pl. a légdielektromos kondenzátor) $R_S = 0$ és $\operatorname{tg} \delta = 0$.



4.31. ábra. Kondenzátor soros (a) és párhuzamos (b) helyettesítő képe

- Ha a kondenzátor párhuzamos helyettesítő képét tekintjük (4.31.b. ábra), akkor a mérendő mennyiségek C_P és $\text{tg } \delta$. Az utóbbit a vektordiagram alapján számoljuk ki:

$$\text{tg } \delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{\frac{U}{R_P}}{U\omega C_P} = \frac{1}{\omega R_P C_P}. \quad (4.60)$$

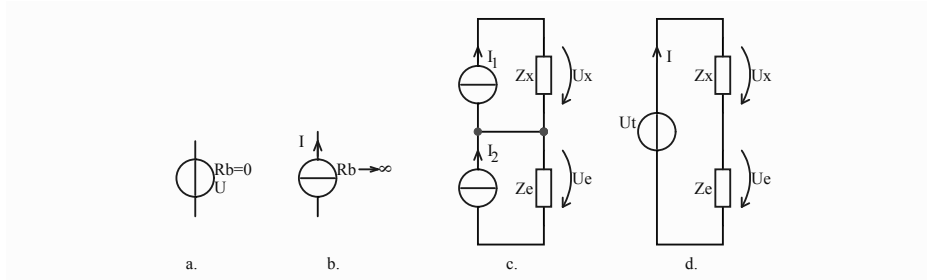
Ideális kondenzátornál $R_P \rightarrow \infty$ és $\text{tg } \delta = 0$.

4.5.1. Az impedanciák mérésének általános módszerei

Léteznek olyan általános elvi módszerek, amelyeket alkalmazhatunk bármely összetételű impedanciák mérésére. Ezek az eljárások alkalmazhatók mind áram- és feszültségmérő eszközök felhasználásával (közvetett mérések), mind célszerű impedanciamérő műszerek felépítésében (impedanciamérők, elektronikus hidak).

4.5.1.1. Impedanciamérés feszültség-összehasonlítással

Az egységes jelölés és értelmezés céljából a 4.32.a. és b. ábrákon bemutatjuk az **ideális feszültségforrás** megjelölését (4.32.a. ábra), ahol a generált U feszültség értéke független a benne átfolyó áramtól (nulla belső ellenállással rendelkezik $R_b = 0$) és az **ideális áramforrás** megjelölését (4.32.b. ábra), ahol a generált I áram értéke független a külső áramkörbe kapcsolt impedanciák értékétől, mivel az áramforrás belső ellenállása végtelen ($R_b \rightarrow \infty$).



4.32. ábra. Ideális feszültség (a) és áramforrások (b); impedanciamérés feszültség-összehasonlítással (c,d)

Az általános feszültség-összehasonlításon alapuló impedanciamérési módszernél (4.32.c. ábra) két független áramgenerátor táplálja a referencia Z_e impedanciát és a mérendő Z_x impedanciát, amikor felírhatjuk:

$$\underline{U}_x = \underline{I}_1 \underline{Z}_x; \underline{U}_e = \underline{I}_2 \underline{Z}_e; \underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_x}{\underline{U}_e} \cdot \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} \cdot \underline{Z}_e. \quad (4.61)$$

Innen következik, hogy az ismeretlen Z_x impedanciát egy ismert áramarány ($\underline{I}_2/\underline{I}_1$) és ismert referenciaimpedancia (\underline{Z}_e) alapján egy feszültségarány ($\underline{U}_x/\underline{U}_e$) mérésével határozhatunk meg. Nyilvánvaló, hogy a Z_x impedanciát egy referenciaimpedanciával való **összehasonlítás** alapján határozzuk meg.

Az ($\underline{I}_2/\underline{I}_1$) áramok arányát könnyen előteremthetjük $\underline{I}_2/\underline{I}_1 = 1$ értékre úgy, hogy a két hurok helyett csak egyet alakítunk ki (4.32.d. ábra), ahol felírhatjuk:

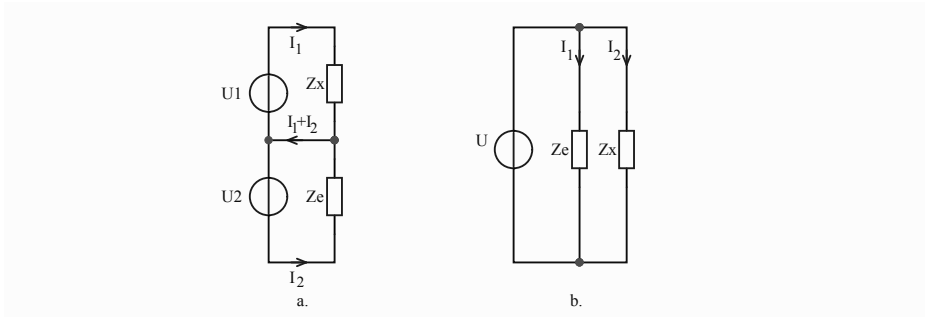
$$\underline{U}_x = \underline{Z}_x \underline{I}; \underline{U}_e = \underline{Z}_e \underline{I}; \underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_x}{\underline{U}_e} \cdot \underline{Z}_e, \quad (4.62)$$

tehát itt két komplex feszültség arányának a mérését kell megoldani.

4.5.1.2. Impedanciamérés áram-összehasonlítással

A módszert a 4.33. ábrán mutatjuk be. Általános esetben két feszültségforrás (U_1 és U_2) független hurkokban hozza létre a megfelelő áramokat:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \underline{Z}_x; \underline{U}_2 = \underline{I}_2 \underline{Z}_e; \underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} \cdot \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} \cdot \underline{Z}_e. \quad (4.63)$$



4.33. ábra. Impedancia mérése áramok összehasonlításával

Ezen mérési eljárásnál elő kell állítani egy ismert, komplex feszültségarányt (U_1/U_2), mérni kell két áram arányát (I_2/I_1), és ismert a Z_e referenciaimpedancia. A gyakorlatban az $I_1 + I_2 = 0$ állapotot szokás létrehozni (tehát $I_2/I_1 = -1$), ami hasonlít a hidak kiegyensúlyozására. És tényleg ezt a mérési eljárást valósítják meg elektronikus, automata impedanciahidak kivitelezésében,

Az $U_1/U_2 = 1$ arányú feszültségeket úgy állíthatjuk könnyen elő, hogy csak egy feszültségforrást használunk (4.33.b. ábra), ahol felírhatjuk:

$$I_1 = \frac{U}{Z_e}; \quad I_2 = \frac{U}{Z_x}; \quad Z_x = \frac{I_1}{I_2} \cdot Z_e. \quad (4.64)$$

Így két áram arányát kell mérni, hogy a Z_e ismeretében megkaphassuk az ismeretlen Z_x értékét. Itt nem lehetséges az áramarány egység tétele.

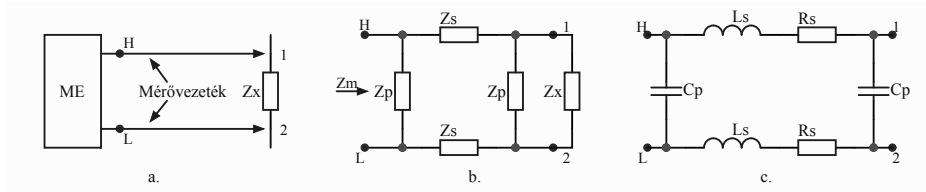
4.5.1.3. Impedanciamérés mérőhidakkal

A harmadik fejezetben részletesen bemutattuk a mérőhidakat, amelyek segítségével impedanciákat mérhetünk referenciaimpedanciákkal való összehasonlítással. A váltóáramú hidak esetében kizárólag a négykarú hidakat tárgyaltuk. Ezeken kívül léteznek mágneses kapcsolódású váltóáramú hidak is, ahol két hídág lényegében két transzformátortekercs, a másik két ág egyike tartalmazza az ismeretlen (mérendő) impedanciát, míg a másik a referencia-, ismert impedanciát. Tekintettel e könyv terjedelmére, nem térünk ki a mágneses csatlakozású mérőhidak elemzésére.

4.5.2. Mérővezetékek befolyása az impedanciamérésre

A vezetékek, amelyekkel a mérőeszközhöz, ill. a mérőáramkörbe kötjük a mérendő impedanciát, saját impedanciával rendelkeznek (általában R , L , C összetevőkkel), amik részben frekvenciafüggőek, részben a „földhöz” viszonyított kölcsönhatásukból fakadóan parazita befolyásoknak vannak kitéve. Ezért nagyobb pontosságú méréseknél figyelembe kell vennünk a mérővezetékek milyenségét, árnyékolását és térbeni elhelyezését.

A legegyszerűbb impedanciabekötési mód a **kétvezetékes** mérésnél van (4.34.a. ábra), ahol az ME mérőeszköz H és L kapcsaihoz vezetjük a Z_x



4.34. ábra. Kétvezetékes impedanciamérés (a), a mérővezetékek koncentrált paraméterű modelljei (b és c)

impedancia 1 és 2 kapcsait. A vezetékeknek szórt impedanciájuk van (vonall ellenállás $r_v - \Omega/m$; vonalinduktancia $l_v - H/m$ és vonalkapacitás $c_v - F/m$), amelyeket ekként kell kezelni nagy frekvenciákon.

Gyakorlatilag 1 MHz frekvenciáig eltekinthetünk a szórt impedanciáktól, és koncentrált paraméterekkel modellezhetjük a mérővezetéseket. A modell helyettesítő képe a 4.34.b. ábrán látható és két Z_P , a kapcsolokra vonatkoztatott párhuzamos impedanciát, ill. két Z_S , a vonallal soros impedanciát tartalmaz. A helyettesítő kép alapján kiszámíthatjuk azt a Z_m impedanciát, amelyet a mérőeszköz kapcsain érzékel a mérendő Z_x impedancia helyett:

$$\underline{Z}_m = \underline{Z}_P || (2\underline{Z}_S + \underline{Z}_P || \underline{Z}_x). \quad (4.65)$$

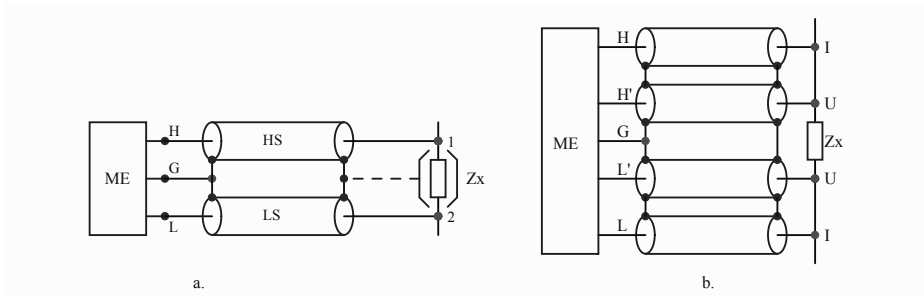
Feltéve, hogy $|\underline{Z}_S|/|\underline{Z}_P| \ll 1$, kiszámítjuk a mérési hibát, amit a Z_x helyetti Z_m mérése okoz:

$$\Delta \underline{Z}_x = \underline{Z}_m - \underline{Z}_x \simeq 2\underline{Z}_S \frac{1 - a^2}{1 + 2a} - 2\underline{Z}_x \frac{a}{1 + 2a}, \quad (4.66)$$

ahol $a = \underline{Z}_x / \underline{Z}_P$ szintén komplex szám.

A gyakorlatban $Z_S = R_S + j\omega L_S$ és $Z_P = 1/(j\omega C_P)$ (4.34.c. ábra). A (4.66) szerinti hiba kiszámítása elég bonyolult és konkrét Z_x esetében lehetséges.

Igényesebb mérési eljárás a **háromvezetékes mérés** (4.35.a. ábra), ahol egyszerű vezetékek helyett árnyékolt vezetékeket használunk (HS-High



4.35. ábra. Háromvezetékes (a) és négyvezetékes (b) impedanciámérési eljárások

Shield, LS-Low Shield): a jelvezetők az ME mérőeszköz H és L kapcsaihoz csatlakoznak, míg az összekapcsolt árnyékolásokat ME oldalán ennek a földelési kapcsához (G) kötjük, míg Z_x oldalán a Z_x árnyékolásához (ha létezik ilyen). Ez a bekötési mód (árnyékolt vezetékek) a „föld” befolyását illetett csökkenteni, ugyanis a vezeték-föld impedanciák lényegesen befolyásolják Z_x mérését. A mérési elrendezés tanulmányozása során kimutatható, hogy a „föld” befolyása a mérésre akkor a legkisebb, ha G és L potenciáljait egyenlő értékre hozzuk, és akkor a mért impedancia:

$$Z_m = \frac{U_{HG}}{I_L}, \quad (4.67)$$

vagyis a H és G kapcsok közötti feszültség osztva az L mérőkapcsán folyó árammal. Ezáltal eltűnik a C_P okozta hiba, és ez a mérési módszer igen jól használható nagyon kis kapacitások vagy nagyon nagy induktivitások mérésére kis frekvenciákon.

Nagy pontosságú mérőeszközök különleges méréseket hajtanak végre, és e célból az impedanciák négykapcsos kivitelezésével számolunk. A mérési eljárást **négyvezetékes mérésnek** nevezzük. E szerint (4.35.b. ábra) a mért impedancia a szokásos $I - I$ áram és $U - U$ feszültségkapcsokkal van ellátva, míg a mérőeszközön öt kapocs van (H, H', L, L' és G). A mérőeszközt a Z_X impedanciához négy árnyékolt vezetékkel kötjük, az árnyékolásokat összekapcsolva az ME oldalon az eszköz „föld” (G) kapcsához kötjük.

4.5.3. Ellenállás mérése

A villamos ellenállás mérésére egyenáramú módszereket fejlesztettek ki és használnak, amelyek akár kisfrekvenciás alkalmazásokban is használható eredményt adnak. Az eddig áttekintett méréstechnikai leírásokból máris felsorolhatunk néhány ellenállásmérési módszert:

- Soros ohmmérővel nagyobb értékű ellenállások mérhetők $(10^2 \dots 10^8) \Omega$, ha a műszer segéd tápfeszültsége $(3 \dots 9) \text{V}$ nagyságú.
- Szintén soros áramkörű műszereket, ha $500 \text{ V} \dots 3 \text{ kV}$ nagyságú segédtafeszültséget használunk, akkor szigetelés-ellenállások mérésére alkalmas megohmmérőket kapunk, amelyek $(10^6 \dots 10^{12}) \Omega$ ellenállásokat képesek mérni.
- Párhuzamos ohmmérővel kisebb értékű ellenállások mérhetők $(10^{-4} \dots 10^2) \Omega$ határok között.
- Pontosabb méréseket végezhetünk az egyenáramú Wheatstone-hiddal $(10^{-1} \dots 10^7) \Omega$ határok között.
- Nagyon kis értékű ellenállásokat mérünk a kettős Thomson- (Kelvin-) hiddal $(10^{-6} \dots 10^1) \Omega$ határok között;
- Számos elektronikus (analóg és digitális) mérőműszert fejlesztettek ki ellenállások pontos mérésére (a híd-módszerekkel hasonló pontossággal) két- és négykapcsos változatban.

A továbbiakban bemutatunk néhány hagyományos, közvetett ellenállásmérési módszert, melyeket bizonyos helyzetekben alkalmaznunk kell (egyik eddig felsorolt módszer sem megfelelő), és ugyanakkor a volt- és ampermérők áramkörbe kötésére adnak általánosan kötelező szabályokat.

4.5.3.1. Ellenállás mérése volt- és ampermérővel

A legegyszerűbb megoldásnak tűnik az ellenállás mérése közvetlenül Ohm törvényének alkalmazásával. Ennek megfelelően a mérendő ellenálláson áthaladó áramot és a kapcsain megjelenő U feszültséget kell megmérnünk, és akkor Ohm törvénye alapján:

$$R_x' = \frac{U}{I}. \quad (4.68)$$

A képlet helyes, de a két mérőműszert kétféleképpen lehet az áramkörbe kapcsolni (4.36 ábra):

- a voltmérőt az ampermérő után kötjük (4.36.a. ábra),



4.36. ábra. Ellenállás mérése volt- és ampermérővel, ahol a voltmérőt az ampermérő után (a) vagy elé (b) kötjük

- a voltmérőt az ampermérő elé kötjük (4.36.b. ábra).

Az **elő** és **után** kifejezését tisztázzuk: úgy tekintünk az áramkörre, mint az energiaforrás felől jövő energiafolyamra, és ennek megfelelően mondjuk, hogy a voltmérő az ampermérő után van, ha az áramforrás felől jövő áram előbb az ampermérőn halad át, és csak azután jut a voltmérő csatlakozási pontjához. Hasonló az érvelés az „előtt” kifejezésre is.

Ha a két műszer ideális ellenállással rendelkezne (ampermérő belső ellenállása $R_A = 0$, a voltmérőé $R_V \rightarrow \infty$), akkor a (4.68) képlettel kaphatnánk meg a legvalószínűbb ellenállásértéket, nyilván a mérőműszerek okozta mérési hibával. De a műszerek nem ideálisak, így konkrét R_A és R_V értékek mellett korrigáljuk a (4.68) képletet:

- voltmérő az ampermérő után (4.36.a. ábra):

$$R_x = \frac{U}{I_x} = \frac{U}{I - I_V} = \frac{U}{I - \frac{U}{R_V}}; \quad (4.69)$$

- voltmérő az ampermérő előtt (4.36.b. ábra):

$$R_x = \frac{U_x}{I} = \frac{U - R_A I}{I} = \frac{U}{I} - R_A. \quad (4.70)$$

A (4.69) és (4.70) képlet kiküszöböli a rendszeres módszери hibát. A két esetben elkövetett módszери hiba, ha (4.69), ill. (4.70) képletek helyett az egyszerűbb (4.68) képlettel számítanánk ki a mérendő ellenállás értékét:

- voltmérő az ampermérő után:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_x' - R_x}{R_x} = -\frac{R_x'}{R_V}; \quad (4.71)$$

- voltmérő az ampermérő előtt:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_x' - R_x}{R_x} = \frac{R_A}{R_x}. \quad (4.72)$$

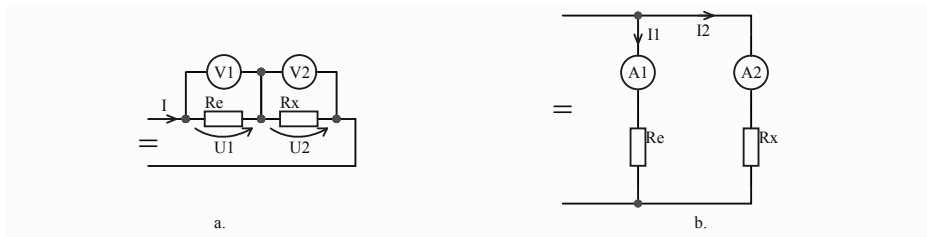
Az utóbbi képletekből lehet következtetni a kötelező gyakorlati kapcsolási módra azért, hogy a mérőműszer módszerei befolyása elhanyagolható legyen a mérési hibák mellett, és az ellenállás egyszerűen a (4.68) képlettel $R_x' = U/I$ legyen kiszámítható:

- ha a voltmérő R_V belső ellenállása sokkal nagyobb a mérendő ellenálláshoz viszonyítva ($R_V \gg R_x$), akkor a voltmérőt az **ampermérő után** kötjük be [a (4.71) képlet szerinti hiba gyakorlatilag zérus];
- ha az ampermérő R_A belső ellenállása sokkal kisebb a mérendő ellenálláshoz viszonyítva ($R_A \ll R_x$), akkor a voltmérőt az **ampermérő elé** kell kötni [a (4.72) képlet szerinti hiba gyakorlatilag zérus].

Következtetés: aránylag kis ellenállásokra a voltmérőt az ampermérő után kötjük, míg az aránylag nagy ellenállásoknál a voltmérőt az ampermérő elé kötjük.

4.5.3.2. Ellenállás mérése összehasonlító módszerrel

Amint már az általános impedanciamérési módszereknél kifejtettük, léteznek feszültség-összehasonlító és áram-összehasonlító módszerek. Egyen-áramban a módszerek egyszerűsödnek azáltal, hogy nem komplex feszültségek vagy áramok arányát kell mérni, hanem valós értékek arányát.



4.37. ábra. Ellenállás mérése feszültségek (a), ill. áramok (b) összehasonlításának a módszerével

Az előbbi kötelező előírásokat tiszteletben tartva, mármint a voltmérő és ampermérő bekötését a mérőáramkörbe, a következőket jelenthetjük ki:

- Ha a $V1$ és $V2$ voltmérők belső ellenállásai sokkal nagyobbak a referencia R_e és a mérendő R_x ellenállásoknál, akkor a feszültségek összehasonlító módszerét alkalmazzuk (4.37.a. ábra), ahol az I áram áthaladásakor keletkezett feszültségek (amiket a két voltmérő mér):

$$U_1 = R_e \cdot I; \quad U_2 = R_x \cdot I,$$

ahonnan következik:

$$R_x = \frac{U_2}{U_1} \cdot R_e. \quad (4.73)$$

- Ha az $A1$ és $A2$ ampermérők ellenállásai sokkal kisebbek a velük sorba kötött R_e , ill. R_x ellenállásoknál, akkor az áramok összehasonlító módszerét alkalmazzuk (4.37.b. ábra), ahol a tápfeszültség I_1 és I_2 áramokat hoz létre a referencia R_e , ill. a mérendő R_x ellenállásokban, amiket az ampermérők mérnek, amire felírhatjuk:

$$I_1 R_e = I_2 R_x,$$

ahonnan

$$R_x = \frac{I_1}{I_2} \cdot R_e. \quad (4.74)$$

4.5.4. Induktivitások mérése

Minden olyan áramköri elem, amely mágneses teret képes létrehozni, öninduktivitással rendelkezik. Ezen alapfogalom tisztázására tekintsük a 4.38. ábrát. Amikor egy tekercsen (4.38.a. ábra) i áram áthaladása ál-



4.38. ábra. Öninduktivitás (a) és kölcsönös induktivitás (b) elvi meghatározása

tal a tekercsben Φ egy menetre számított mágneses fluxus jön létre, akkor definiáljuk a tekercs L **öninduktivitását**:

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{i},$$

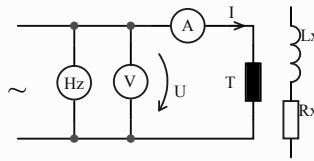
ahol N a tekercs menetszáma. Amikor két térben közeli tekercs olyan helyzetben van, hogy ha i_1 áram halad át az N_1 menetszámú tekercsen, Φ_{12} egy menetre számított mágneses fluxust hoz létre az N_2 menetszámú tekercsben, akkor meghatározzuk az L_{12} **kölcsönös induktivitást**:

$$L_{12} = \frac{N_2 \cdot \Phi_{12}}{i_1}.$$

A kölcsönös induktivitást, ha nem kell pontosítani a mágneses kapcsolatban lévő elemeket, akkor gyakran M (mutual inductance) betűvel jelöljük.

4.5.4.1. Öninduktivitás mérése amper- és voltmérővel

Az egyik legegyszerűbb öninduktivitás mérési módszer megint Ohm váltóáramban érvényes törvényén alapszik: $\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I}$. A mérési áramkör a T mérendő tekercsen kívül ampermérőt, voltmérőt és frekvenciamérőt tartalmaz (4.39. ábra). A T tekercset soros helyettesítő képben tekintjük R_x és L_x



4.39. ábra. Öninduktivitás mérése amper- és voltmérővel

összetevőkkel. A mérés kisfrekvencián történik. Mivel csak egy mérés alapján kell meghatározzuk L_x értékét, a mérés megkezdése előtt megmérjük a tekercs egyenáramú R_x ellenállását. Megfelelő tápfeszültségérték beállítása után, váltóáramban mérjük az f frekvenciát (a táp feltételezetten szinuszos), valamint a feszültség U és az áram I effektív értékeit. Látjuk, hogy a voltmérő az ampermérő elé van kötve, mivel feltételezzük, hogy $R_A \ll Z_x$. Az áramkörre felírhatjuk Ohm törvényét:

$$\underline{U} = \underline{Z}_x \cdot \underline{I} = (R_x + j\omega L_x) \cdot \underline{I} \quad (4.75)$$

E képletből nem lehet mérhető kifejezést kapni L_x részére, mert a műszerek nem komplex áramot és feszültséget mérnek, hanem effektív értékeket (amint már említettük). Ezért a (4.75) egyenlet modulusát számoljuk ki:

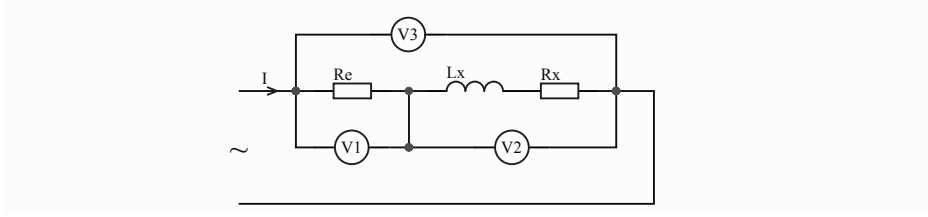
$$U = I \cdot \sqrt{R_x^2 + (\omega L_x)^2},$$

ahonnan kifejezzük

$$L_x = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R_x^2} [H], \quad (4.76)$$

ahol $\omega = 2\pi f$. Ez a képlet teljesen kiszámítható a mért értékekkel.

Egy másik használható módszer öninduktivitás mérésére a három voltméteres feszültség összehasonlító módszer (4.40. ábra). Megint betartva



4.40. ábra. Öninduktivitás mérése három voltmérővel

a voltmérők bekötési szabályát, amennyiben a voltmérők belső ellenállásai sokkal nagyobbak az R_e és a Z_x (a mérendő tekercs) értékeinél, akkor alkalmazhatjuk e módszert. A $V1$ voltmérő a referencia R_e ellenálláson méri a feszültségesést, $V2$ a mérendő tekercsen. Nyilván a méréshez egy mérés kell, amikor mérjük U_1 , U_2 és U_3 értéket, valamint ismerjük R_e -t. Felírhatjuk a következő egyenleteket:

$$\begin{cases} U_1 = R_e I \\ U_2 = (R_x + j\omega L_x) \cdot I \\ U_3 = (R_e + R_x + j\omega L_x) \cdot I. \end{cases} \quad (4.77)$$

Az első egyenletből kifejezzük I -t és behelyettesítjük a másik két egyenletbe:

$$\begin{cases} R_x + j\omega L_x = \frac{U_2}{U_1} \cdot R_e \\ R_e + R_x + j\omega L_x = \frac{U_3}{U_1} \cdot R_e. \end{cases} \quad (4.78)$$

Mérhető képletek elérése céljából a (4.78) egyenletek modulusait számoljuk ki:

$$\begin{cases} R_x^2 + (\omega L_x)^2 = \left(\frac{U_2}{U_1} \cdot R_e\right)^2 \\ (R_e + R_x)^2 + (\omega L_x)^2 = \left(\frac{U_3}{U_1} \cdot R_e\right)^2. \end{cases} \quad (4.79)$$

A második egyenletből kivonjuk az első, R_x első fokon marad, és ez már kifejezhető csak a mért értékekkel:

$$R_x = R_e \frac{U_3^2 - U_2^2 - U_1^2}{2U_1^2}. \quad (4.80)$$

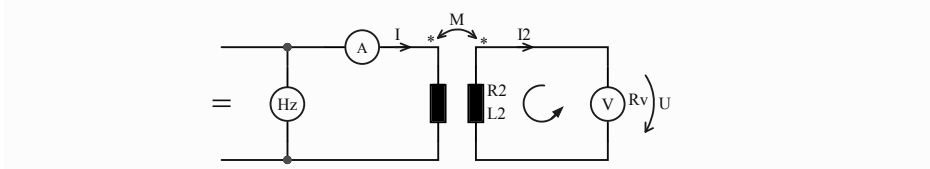
Ha R_x értékét behelyettesítjük a (4.79) első egyenletébe, innen kifejezhető a tekercs második és fő mérendő mennyisége:

$$L_x = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U_2}{U_1} R_e\right)^2 - R_x^2}. \quad (4.81)$$

Nyilván mérni kell a mérőáramkörben a frekvenciát.

4.5.4.2. Kölcsönös induktivitás mérése

A kölcsönös induktitás mérésére a következőkben két ún. ipari módszert mutatunk be. Az első mérésnél ampermérőre és voltmérőre van szükség (4.41. ábra). Az ampermérő a primer oldal I áramát méri, míg



4.41. ábra. Kölcsönös induktitás mérése volt- és ampermérővel

a szekunder oldalon a voltmérő az M kölcsönös induktitás révén indukált U feszültséget méri. A voltmérőt véges R_v ellenállásúnak tekintjük.

A szekunder áramkörben felírjuk Kirchhoff törvényét:

$$\begin{cases} 0 = (R_2 + R_v + j\omega L_2)\underline{I}_2 - j\omega M\underline{I}; \\ \underline{U} = \underline{I}_2 R_v, \end{cases} \quad (4.82)$$

ahol R_2 , L_2 a szekunder tekercs saját paraméterei. A két egyenletből kapjuk:

$$j\omega M\underline{I} = (R_2 + R_v + j\omega L_2) \frac{\underline{U}}{R_v}.$$

A komplex számok modulusaival számolva kifejezzük a mérendő M kölcsönös induktivitást:

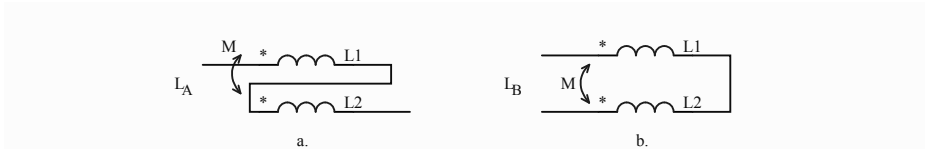
$$M = \frac{U}{\omega I} \sqrt{\left(1 + \frac{R_2}{R_v}\right)^2 + \left(\frac{\omega L_2}{R_v}\right)^2}.$$

Ha a voltmérő belső ellenállása annyira nagy, hogy R_2 és ωL_2 elhanyagolható ehhez képest ($R_2/R_v \ll 1$; $\omega L_2/R_v \ll 1$), akkor egy könnyen számítható képletet kapunk.

$$M = \frac{U}{\omega I}. \quad (4.83)$$

A második kölcsönös induktivitást mérő módszer az öninduktitás valamely mérési eljárását (4.39. ábra vagy 4.40. ábra) használja. Két mágnesesen kapcsolódó tekercsnél csillaggal szokták megjelölni a polarizált kapcsokat, amelyek mutatják, hogy ha az áramok a polarizált kapcsokon

lépnek be valamelyik tekercsbe, akkor a másik tekercsben létrehozott mágneses fluxus ugyanazon irányítású. Ezt használja fel a következő mérési módszer (4.42. ábra). A két mágneses csatolású tekercset sorba kötjük:



4.42. ábra. Kölcsönös induktivitás mérése öninduktivitási módszerrel

- először additív sorba (4.42.a. ábra), amelynél az áram mindkét tekercsben a polarizált kapcson lép a tekercsekbe, akkor a mérhető egyenértékű öninduktivitás $L_A = L_1 + L_2 + 2M$;
- másodsor soros ellentétesen kapcsoljuk a két tekercset (4.42.b. ábra), ekkor $L_B = L_1 + L_2 - 2M$ induktivitást mérünk.

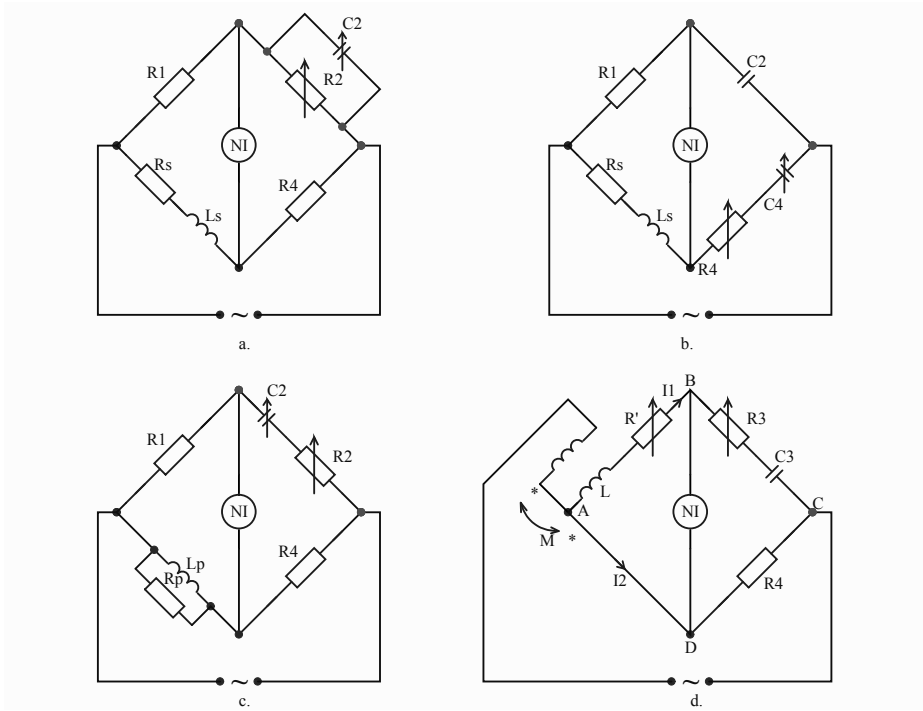
A két összefüggést kivonva egymásból megkapjuk a mérendő kölcsönös induktivitás értékét:

$$M = \frac{L_A - L_B}{4}. \quad (4.84)$$

4.5.4.3. Induktivitás mérése váltóáramú hidakkal

A fejezet elején bemutattuk a tekercsek helyettesítő képeit (soros és párhuzamos) kiemelve, hogy általában a tekercsek mérésekor a mérendő mennyiségek az L induktitás, ill. a Q jósági tényező. Bármely tekercset lehet ábrázolni soros vagy párhuzamos helyettesítő képpel. Az áramkörök számítása szempontjából a gyakorlat megmutatta, hogy a kis jósági tényezőjű ($Q = 0 \dots 10$) tekercseket előnyös **soros** képben, míg a nagy jósági tényezőjű ($Q = 5 \dots 2000$) tekercseket előnyös **párhuzamos** képben ábrázolni. Ennek megfelelően számos híd fejlesztettek ki a helyettesítő kép és a frekvenciatartomány függvényében. A 4.43. ábrán három gyakran használt öninduktivitást mérő és egy kölcsönös induktivitást mérő híd mutatunk be. Mindenik híd kiegyensúlyozható, ezért a mérőátlában NI nullindikátor van iktatva.

a) A leggyakrabban használt híd a **Maxwell–Wien**-híd soros helyettesítési képű tekercsek mérésére kisfrekvencián ($f \leq 1 \text{ kHz}$). Az egyensúlyi állapotot megfelelően megválasztott rögzített értékű R_1 és R_4 ellenállások



4.43. ábra. Induktivitást mérő hidak: a) Maxwell-Wien, b) Owen, c) Hay, d) Carey-Foster

mellett a szabályozható R_2 ellenállás és C_2 kondenzátor segítségével érjük el. Egyensúlyi állapotban felírhatjuk:

$$R_1 R_4 = (R_S + j\omega L_S) \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}.$$

Közös nevezőre hozva:

$$R_1 R_4 (1 + j\omega R_2 C_2) = R_2 (R_S + j\omega L_S) \quad (4.85)$$

E két komplex szám megfelelő összetevőinek (valós és képzetes) egyenlővé tételével kapjuk:

$$R_1 R_4 = R_2 R_S, \text{ ahonnan } R_S = \frac{R_1 R_4}{R_2}; \quad (4.86)$$

illetve

$$\omega R_1 R_4 R_2 C_2 = \omega R_2 L_S, \text{ ahonnan } L_S = R_1 R_4 C_2. \quad (4.87)$$

A (4.87) képlettel meghatározzuk a tekercs L_S induktivitását, ill. a (4.86) és (4.87) képletekből a:

$$Q = \frac{\omega L_S}{R_S} = \omega R_2 C_2 \quad (4.88)$$

jósági tényezőt.

b) Szintén a tekercs soros képét határozza meg az **Owen**-híd (4.43.b. ábra), ahol a híd egyensúlyi állapotát a változtatható R_4 ellenállás és C_4 kapacitás segítségével érjük el. Egyensúlyi állapotban felírhatjuk:

$$R_1 \left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4} \right) = (R_s + j\omega L_s) \cdot \frac{1}{j\omega C_2}.$$

$$C_2 R_1 (1 + j\omega R_4 C_4) = C_4 (R_s + j\omega L_s), \quad (4.89)$$

ahonnan a komplex számok megfelelő összetevőinek az egyenlővé tételével kapjuk:

$$C_2 R_1 = C_4 R_s; \quad R_s = \frac{R_1 C_2}{C_4} \quad (4.90)$$

és

$$\omega C_2 R_1 R_4 C_4 = \omega C_4 L_s; \quad L_s = R_1 R_4 C_2 \quad (4.91)$$

A (4.91) képlet adja a soros induktivitás L_S értékét. A (4.90) és (4.91) képletekből, kiindulva a tekercs jósági tényezőjének a meghatározásából, következik:

$$Q = \frac{\omega L_S}{R_S} = \omega R_4 C_4. \quad (4.92)$$

A hidat kis jóságtényezőjű tekercsek mérésére használjuk, kisfrekvencián.

c) Nagy jóságtényezőjű tekercset párhuzamos helyettesítő képben jelenítünk meg, amely paramétereinek értékét **Hay**-híddal mérhetjük (4.43.c. ábra). A híd egyensúlyba hozását a sorba kötött R_2 és C_2 elemekkel vitelezzük ki. Egyensúlyi állapotban felírhatjuk:

$$R_1 R_4 = \frac{R_P j\omega L_P}{R_P + j\omega L_P} \cdot \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right),$$

amely kis átalakítás után:

$$R_1 R_4 C_2 (R_P + j\omega L_P) = R_P L_P (1 + j\omega R_2 C_2) \quad (4.93)$$

alakú lesz. Megint egyenlőkké tesszük a komplex szám összetevőit, innen következik:

$$R_1 R_4 C_2 R_P = R_P L_P, \text{ ahonnan } L_P = R_1 R_4 C_2, \quad (4.94)$$

valamint

$$R_1 R_4 C_2 L_P = R_P L_P R_2 C_2, \text{ következik } R_P = \frac{R_1 R_4}{R_2}. \quad (4.95)$$

A (4.94) képletből megkaptuk a tekercs L_P induktitásának az értékét, és a két utóbbi összefüggésből kiszámítjuk a tekercs jósági tényezőjét:

$$Q = \frac{R_P}{\omega L_P} = \frac{1}{\omega R_2 C_2}. \quad (4.96)$$

d) A 4.43.d. ábrán a **Carey–Foster**-hidat láthatjuk, amellyel az M kölcsönös induktivitást mérjük nagy pontossággal. M két tekercs közötti kölcsönös induktivitás, amelyekből az egyik tekercs, L_1 , R_1 paraméterekkel, a híd AB ágában van, a másik a hídon kívül található. A híd nem rendelkezik a teljes értelemben vett négy ággal, ezért az egyensúlyi állapotban, amelyet az R' és R_3 ellenállásokkal érünk el, a következő komplex egyenleteket írjuk fel:

$$\underline{U}_{AB} = \underline{U}_{AD}; \quad \underline{U}_{BC} = \underline{U}_{DC},$$

amelyeket kifejtve kapjuk:

$$\begin{cases} (R_1 + R' + j\omega L_1)\underline{I}_1 - j\omega M\underline{I} = 0 \\ \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}\right)\underline{I}_1 = R_4\underline{I}_2. \end{cases}$$

Felhasználva az $\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2$ csomóponti egyenletet:

$$\begin{cases} [R_1 + R' + j\omega(L_1 - M)]\underline{I}_1 = j\omega M\underline{I}_2 \\ (1 + j\omega R_3 C_3)\underline{I}_1 = j\omega C_3 R_4 \underline{I}_2. \end{cases} \quad (4.97)$$

A két egyenletet elosztva kapjuk:

$$\frac{R_1 + R' + j\omega(L_1 - M)}{1 + j\omega R_3 C_3} = \frac{M}{R_4 C_3},$$

amelyet közös nevezőre hozva:

$$R_4 C_3 [R_1 + R' + j\omega(L_1 - M)] = M(1 + j\omega R_3 C_3). \quad (4.98)$$

Megint két egyenlő komplex számunk van, ahonnan következik:

– a valós részek egyenlőségéből:

$$M = R_4(R_1 + R') \cdot C_3 [H] \quad (4.99)$$

– a képzetes részek egyenlőségéből:

$$M = \frac{L_1 R_4}{R_3 + R_4}. \quad (4.100)$$

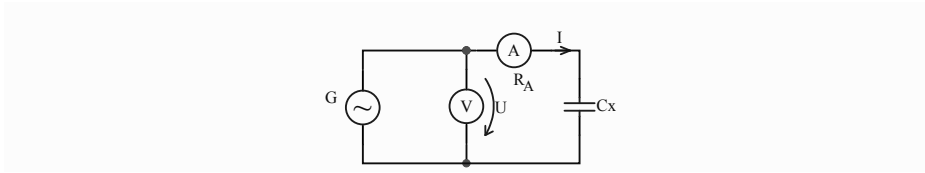
Az M értékének két kifejezését arra használjuk fel, hogy R_1 -t ismerve (megmérjük előzőleg egyenáramban, ugyanis a híd kisfrekvencián működik) a (4.99)-ből kiszámítjuk a mérendő M kölcsönös induktivitást, míg a (4.100) egyenlőségéből akár kiszámíthatjuk L_1 -t. A (4.100)-ból láthatjuk, hogy a hiddal csak $M \ll L_1$ értékű induktivitást mérhetünk.

4.5.5. Villamos kapacitás mérése

A kondenzátorok helyettesítő képeit a fejezet elején mutattuk be. A kondenzátor szigetelőanyagától (dielektrikum) függően kisebb vagy nagyobb δ veszteségi szöggel jellemezhető. A kondenzátorokat bármelyik (soros, párhuzamos) képpel helyettesíthetjük, de a villamos áramkör elemzése, számítása során előnyösebb, ha valamelyik sajátos képet választjuk. A gyakorlatból kiindulva a kis veszteségű kondenzátorokat ($\operatorname{tg} \delta = 0 \dots 0,3$) soros képpel, míg a nagy veszteségű kondenzátorokat ($\operatorname{tg} \delta > 0,2$) párhuzamos képpel helyettesítjük.

4.5.5.1. Üzemi kapacitásmérési módszerek

Az elnevezés a nem túl igényes pontosságra utal, és ezek a módszerek csak a kondenzátor kapacitását mérik, eltekintve a dielektrikum veszteségeitől, tehát elhanyagoljuk a helyettesítő képből az R_S , ill. R_P ellenállásokat.



4.44. ábra. Kapacitás mérése volt- és ampermérővel

Az egyik ilyen módszer szerint (4.44. ábra) mérőműszerként egy voltmérőt és egy ampermérőt használunk, melyek mérik a G váltóáramú (szinuszos) forrásból táplált C_x kapacitás feszültségét és áramát. Amint láthatjuk, a voltmérőt az ampermérő elé kapcsoltuk, mivel biztosan igaz az $R_A \ll 1/\omega C_x$ egyenlőtlenség. Felírva Ohm törvényét:

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \frac{1}{j\omega C_x},$$

modulus számításával kapjuk a C_x értékét:

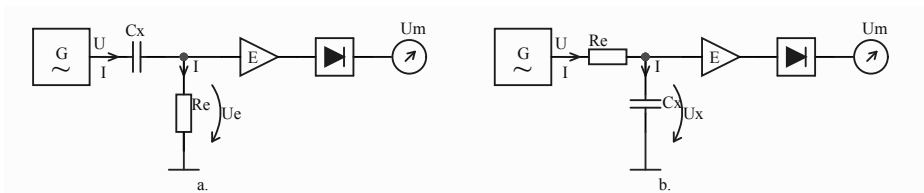
$$C_x = \frac{I}{\omega U}, \quad (4.101)$$

ahol I és U effektív értékek, $\omega = 2\pi f$. Nyilván kell ismerjünk a tápforrás frekvenciáját.

Ha visszagondolunk az állandó mágnesű műszer köré épített multiméterre (2.10. ábra), akkor láthatjuk, hogy ha a műszerhez még hozzacsatolunk egy ismert frekvencián és feszültségen működő oszcillátort (így a voltmérő nem szükséges, akkor a mérendő C_x kondenzátor áramát egyenirányítva máris az I áram [a (4.101) képlet szerint] kapacitás-mértékegységben (pF, nF, μF) beosztott skálán kifejezheti a C_x értékét. Volt nagyságú és kHz frekvenciájú generátorfeszültségnél a közepes értékű kapacitásokon áthaladó áram ($10^{-5} \dots 10^{-3}$) A nagyságrendű, amit a mérőműszer meg tud mérni.

Az egyszerű **faradméter** megépítése analóg elektronikus áramkörökkel a 4.45. ábrán látható.

Kis kapacitások mérésére a 4.45.a. ábrán bemutatott változatot kell létrehozni, ahol a G szinuszos generátor (ismert frekvencia és feszültség), az E erősítő bemeneti oldalán található és az R_e , C_x áramkör R_e ellenállásán létrejövő U_e feszültséget hozza létre. Mivel kis értékű kapacitásokat mérünk, fennáll az $R_e \ll 1/(\omega C_x)$ egyenlőtlenség és az I áram $\underline{I} = \underline{U}\omega C_x$ értékű. Az



4.45. ábra. Faradméter tömbvázlata kis (a) és nagy (b) kapacitások mérésére

erősítő bemenetét nagy ellenállásúnak tekintjük, így az I áram gyakorlatilag teljes egészében az R_e referencia ellenálláson halad át, és létrejön az

$$\underline{U}_e = R_e \cdot I = \omega R_e \underline{U} C_x \quad (4.102)$$

feszültségesés. Ezt A erősítés után egyenirányítjuk, így a feszültségmérő műszerre az

$$U_m = A k_R U_e = A k_R \omega R_e U C_x = K_C C_x \quad (4.103)$$

feszültség kerül, amelynek kapacitásban beosztott skáláján végképpen a mérendő C_x kapacitás értékét kapjuk. A (4.103) kifejezésben k_R az egyenirányító típusától függő állandó (egyhullámú vagy kéthullámú egyenirányító, a kimenete középérték vagy csúcsérték) és rögzített generátor-paraméterek mellett ($\omega; U$) a C_x -en kívül minden tényezőt magába foglaló K_C állandót kapunk.

Nagy kapacitások mérése a 4.45.b. ábra szerinti mérőeszközzel történik. A nagy kapacitás miatt fennáll az $R_e \gg 1/(\omega C_x)$ egyenlőtlenség, és így az I áram $\underline{I} = \underline{U}/R_e$ lesz. Az E erősítőre az

$$\underline{U}_x = \frac{\underline{I}}{j\omega C_x} = \frac{\underline{U}}{j\omega R_e C_x}$$

feszültség van kapcsolva. Ezt erősítve (A) és egyenirányítva (k_R) a feszültségmérőre kapcsoljuk:

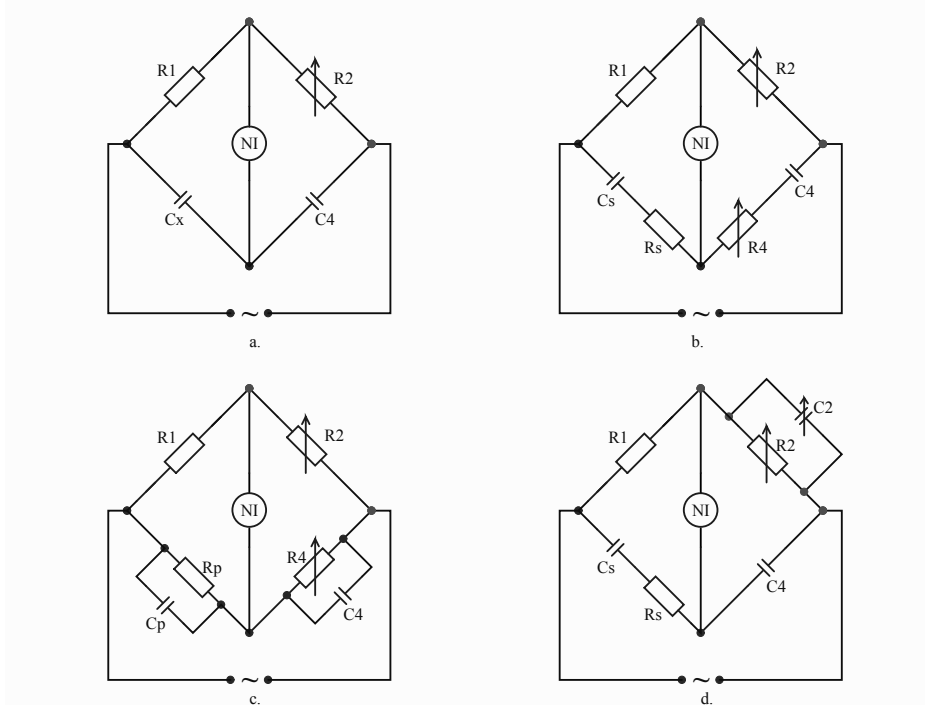
$$U_m = A \cdot k_R \cdot U_x = \frac{A k_R U}{\omega R_e} \cdot \frac{1}{C_x} = K_C' \cdot \frac{1}{C_x}. \quad (4.104)$$

Ha U_m feszültséget nem alakítjuk további jelfeldolgozással a reciprokértékére, akkor a feszültségmérő műszer skálája fordított lesz [skála elején $C_x \rightarrow \infty$, skála végén $C_x = (C_x)_{min}$].

Ezek a faradméterek egyszerűek, könnyen kezelhetők, pontossági osztályuk elfogadható ($c = 1; 1,5; 2,5$), különben is a mérés eredménye eltekint a kondenzátor veszteségeit számon tartó R_S vagy R_P ellenállásoktól.

4.5.5.2. Kapacitás mérése váltóáramú mérőhidakkal

A mérőhidak a valós kondenzátor mindkét helyettesítő képben szereplő paramétereit meghatározzák. A gyakran használt kapacitáshidak közül a 4.46. ábrán négy hidat mutatunk be. Mindenik híd kiegyensúlyozott típus, ezért szerepel mindenik híd mérőátlójában az *NI* nullindikátor.



4.46. ábra. Kapacitásmérő hidak: egyszerű Sauty-híd (a), soros Sauty-híd (b), párhuzamos Sauty–Nernst-híd (c), Schering-híd (d)

Nagyon kis veszteségű kondenzátorok esetében (pl. C_x levegődielektrikumú) alkalmazható az **egyszerű Sauty-híd** (4.46.a. ábra), amelynél egyensúlyi állapotban csak egy képletet kapunk, és emiatt az egyensúlyozást csak egy szabályozható referencia-ellenállással végezzük. Egyensúlyban felírhatjuk:

$$R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_4} = R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_x}, \text{ ahonnan } C_x = \frac{R_2}{R_1} \cdot C_4.$$

Soros helyettesítő képre felhasználható a **soros Sauty-híd** (4.46.b. ábra). A mérendő kondenzátor R_S, C_S paramétereit az R_2 és R_4 szabályozható referencia-ellenállások segítségével létrehozott egyensúlyi helyzetben az egyensúlyi feltételből lehet meghatározni. Egyensúlyban felírhatjuk:

$$R_1 \left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4} \right) = R_2 \left(R_S + \frac{1}{j\omega C_3} \right),$$

ahonnan a valós és képzetes részek egyenlőségéből kapjuk:

$$R_1 R_4 = R_2 R_S, \text{ tehát } R_S = \frac{R_1 R_4}{R_2}; \quad (4.105)$$

$$\frac{R_1}{\omega C_4} = \frac{R_2}{\omega C_S}, \text{ ahonnan } C_S = \frac{R_2 C_4}{R_1}. \quad (4.106)$$

így megkaptuk a mérendő soros egyenértékű C_S kapacitást (F), és ha szükséges így fejteni ki, akkor a veszteségi szög tangensét:

$$\operatorname{tg} \delta = \omega R_S C_S = \omega R_4 C_4. \quad (4.107)$$

Párhuzamos helyettesítő kép paramétereit a **párhuzamos Sauty–Nernst-híddal** (4.46.c. ábra) határozhatjuk meg, ahol a híd egyensúlyozását R_2 és R_4 referencia-ellenállásokkal végezzük el. A híd egyensúlyi állapotában felírhatjuk:

$$R_1 \frac{R_4 \cdot \frac{1}{j\omega C_4}}{R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}} = R_2 \frac{R_P \cdot \frac{1}{j\omega C_P}}{R_P + \frac{1}{j\omega C_P}}.$$

Közös nevezőre hozás után kapjuk:

$$R_1 R_4 (1 + j\omega R_P C_P) = R_2 R_P (1 + j\omega R_4 C_4).$$

A megfelelő komplex tagok egyenlőségeiből következik:

$$R_1 R_4 = R_2 R_P; \quad R_P = \frac{R_1 R_4}{R_2}; \quad (4.108)$$

$$\omega R_1 R_4 R_P C_P = \omega R_2 R_P R_4 C_4; \quad C_P = \frac{R_2}{R_1} C_4. \quad (4.109)$$

A (4.109) képletből kapjuk a kondenzátor mérendő C_P kapacitását, és ki-fejezhetjük a veszteségi szög tangensét:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_P C_P} = \frac{1}{\omega R_4 C_4}. \quad (4.110)$$

A **Schering-híddal** (4.46.d. ábra) szintén soros helyettesítő képet határozzunk meg, de használható magasfeszültségű mérésekre is (pl. magasfeszültségű kerámiaszigetelők kapacitása). Ha az R_S, C_S kondenzátor magasfeszültségen van, akkor kis értékű, nagy feszültséget bíró C_4 kondenzátoron lesz a feszültség túlnyomó része, így az R_2 és C_2 -n végzett kiegyensúlyozási folyamatban a kezelő személy nincs áramütési helyzetben.

Ha a Schering-hidat kiegyensúlyozzuk, felírhatjuk:

$$R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_4} = \left(R_S + \frac{1}{j\omega C_S} \right) \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}.$$

Rövid számítások után az alábbi egyenlőség következik:

$$R_1 C_S (1 + j\omega R_2 C_2) = R_2 C_4 (1 + j\omega R_S C_S).$$

A valós részek egyenlősége:

$$R_1 C_S = R_2 C_4; \quad C_S = \frac{R_2}{R_1} \cdot C_4, \quad (4.111)$$

míg a képzetes részek egyenlősége:

$$\omega R_1 C_S R_2 C_2 = \omega R_2 C_4 R_S C_S; \quad R_S = \frac{C_2}{C_4} \cdot R_1 \quad (4.112)$$

eredményeket ad. A (4.111) képlet a mérendő C_S -t adja, míg a két végképletből számítjuk a veszteségi szög tangensét:

$$tg\delta = \omega R_S C_S = \omega R_2 C_2. \quad (4.113)$$

Az úgynevezett klasszikus kondenzátorok (száraz dielektrikumú vagy elektrolit dielektrikumú) kapacitásának értékei 10^{-12} F-tól az 1 F-ig terjed. A leírt mérési módszerek ezekre a kondenzátorokra érvényesek.

Az utóbbi években olyan nanotechnológiát felhasználó kondenzátorokat gyártanak, amelyek kapacitása 10 F...12000 F közötti lehet (2...3,5)V feszültségen, és a szuperkondenzátor elnevezést kapták. Ezen elemek sorba és párhuzamba kötésével akár több száz volt névleges feszültségű, (20...300)F kapacitású kondenzátorokat állítanak elő. Ezek a kondenzátorok a kondenzátor-elektrolitikus akkumulátor közötti határon helyezkednek el és több helyettesítő képben ábrázolják, de mindenikben van két lényeges paraméter:

- a kondenzátor kapacitása (C);

- a kondenzátor egyenértékű soros ellenállása (ESR-Equivalent Series Resistance), amely $(10...100)m\Omega$ nagyságrendű.

Ezek a kondenzátorok nagy mennyiségű villamos energiát tárolnak, hosszú ideig nem sülnek ki önmagukban, és a tárolt energiát nagyon magas hatásfokkal vissza is szolgáltatják felhasználásra a legkülönbözőbb nagy teljesítményű alkalmazásokban. A szuperkondenzátorok paramétereinek mérésére külön módszereket használnak, mint az állandó áramú feltöltés és kisülést, az impedancia-spektroszkópiát. Ezekkel e könyvben nem foglalkozunk.

5. fejezet

Elektronikus mérőműszerek analóg jelfeldolgozó áramkörei

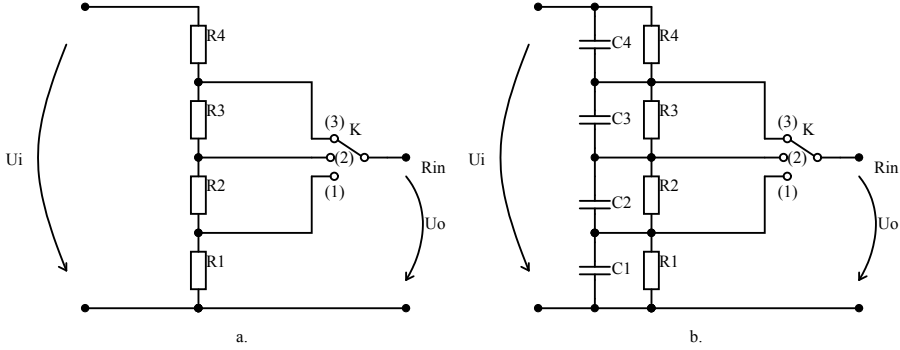
Környező világunk, történéseink döntő többsége analóg (folytonos értékekkel rendelkező) jellegű, mind időben, mind amplitúdóban (nagyságban). Ebből kifolyólag még a digitális mérőeszközöknél is a digitalizáció (kvantálás, kódolás) előtt a mérendő jeleket még analóg állapotban fel kell dolgozzuk, hogy utólag a számítástechnikai eszközök rendelkezésére bocsássuk, immár mindenfajta bonyolult számítások, döntések, értékelések, kifejezések céljából. Előbb-utóbb minden villamos jelt az elektronikában szabványos feszültség alakba hozzuk, amellyel aztán sok szükséges jelfeldolgozást végzünk el, úgymint csillapítás, erősítés, szorzás, linearizálás, váltóáram-egyenáram átalakítás, szűrés. A mérendő jel legtöbbször sorban halad át a jelfeldolgozó áramkörök láncolatán, miáltal minden egység a saját hibáját hozzáadja az általános mérési hibába. Innen látható, mennyire fontos tulajdonságai e jelfeldolgozó áramköröknek a pontosság, linearitás, jeltorzítás. A következőkben néhány fontosabb, gyakran használt, analóg jelfeldolgozó elemet, áramkört mutatunk be.

5.1. Attenuátorok, csillapítók

A feszültség bemenetű mérőműszereknél (voltmérő, frekvenciamérő, oszcilloszkóp, spektrumanalizátor) a bemenetre kapcsolt feszültség széles határok között lehet (1 mV...200 V), amiért e műszereknél a bemenő feszültség

amplitúdóját előbb csökkentjük csillapító (attenuátor) segítségével, utána a kis amplitúdójú jelt erősítjük.

Egyenáramban és kisfrekvenciákon az 5.1.a. ábrán látható feszültségosztó attenuátort használunk.



5.1. ábra. Egyenáramú (a) és nagyfrekvenciájú (b) csillapítók

Az elemzést egyszerűsítjük, ha az attenuátor kimenetére $R_{in} \gg \sum_1^n R_k$ ellenállású fokozatot (általában erősítő bemenetet) kapcsolunk, amikor az U_i bemeneti jelből származó áram csak az attenuátor sorba kötött ellenállásain halad át. U_i (i = Input) bemenő feszültség az ellenállásokon

$$I = \frac{U_i}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{U_i}{\sum_{k=1}^4 R_k}$$

áramot hoz létre, így a K kapcsoló fokozatai szerint az U_o (o = Output) kimeneti feszültség a következő értékeket veszi fel:

$$\begin{aligned} K = (1) \quad U_{o1} &= \frac{R_1}{\sum_{k=1}^4 R_k} \cdot U_i; \\ K = (2) \quad U_{o2} &= \frac{R_1 + R_2}{\sum_{k=1}^4 R_k} \cdot U_i; \\ K = (3) \quad U_{o3} &= \frac{R_1 + R_2 + R_3}{\sum_{k=1}^4 R_k} \cdot U_i. \end{aligned}$$

Az attenuátor csillapítása (attenuálása) $A_t = \frac{U_o}{U_i}$, így a három fokozaton a csillapítás:

$$At_1 = \frac{R_1}{\sum_{k=1}^4 R_k}; \quad At_2 = \frac{R_1 + R_2}{\sum_{k=1}^4 R_k}; \quad At_3 = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{\sum_{k=1}^4 R_k}. \quad (5.1)$$

Látható, hogy a csillapítás lényege az $A_t < 1$ érték. Gyakran a csillapítást decibelben fejezik ki, így az (5.1) aránycsillapításokat dB-ben a:

$$\begin{aligned} At_{1 \text{ dB}} &= 20 \lg \frac{R_1}{\sum_{k=1}^4 R_k}; \\ At_{2 \text{ dB}} &= 20 \lg \frac{R_1 + R_2}{\sum_{k=1}^4 R_k}; \\ At_{3 \text{ dB}} &= 20 \lg \frac{R_1 + R_2 + R_3}{\sum_{k=1}^4 R_k} \end{aligned}$$

kifejezések adják. Mivel $At < 1$, $At_{\text{dB}} < 0$, így kijelenthetjük, hogy $|At_{1 \text{ dB}}| > |At_{2 \text{ dB}}| > |At_{3 \text{ dB}}|$, vagyis a legnagyobb csillapítás a K kapcsoló (1) helyzetében lesz (pl. $At_{1 \text{ dB}} = -60 \text{ dB}$; $At_{2 \text{ dB}} = -40 \text{ dB}$; $At_{3 \text{ dB}} = -20 \text{ dB}$).

Nagyobb frekvenciákon (akár 400 MHz-ig) fizikai ellenállás helyettesítő képeiből a 4.29.b. ábrán látható lesz domináns, tehát a frekvencia növekedésével az R_S , L_S képben az induktív ωL_S tényező mind hangsúlyosabbá válik. A csillapítás értékei nem szabad, hogy frekvenciafüggők legyenek, ezért a váltóáramú attenuátoroknál, frekvenciakompenzálás céljából, minden R_k ellenállással párhuzamosan egy-egy C_k kondenzátort kapcsolnak (5.1.b. ábra). A kondenzátor értékeinek kiszámítása céljából írjuk fel pl. a K kapcsoló (1) helyzetében azt a feltételt, hogy az egyenáramú és a váltóáramú csillapítás legyen egyenlő:

$$At_1 = \frac{R_1}{\sum_{k=1}^4 R_k} = \frac{R_1 \parallel C_1}{\sum_{k=1}^4 (R_k \parallel C_k)} = \frac{\frac{R_1}{1+j\omega C_1 R_1}}{\sum_{k=1}^4 \frac{R_k}{1+j\omega C_k R_k}}. \quad (5.2)$$

Látható, ha az $R_k C_k$ csoportokat úgy választjuk meg, hogy

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3 = R_4 C_4, \quad (5.3)$$

akkor a komplex nevezőket egyszerűsíthetjük, és a csillapítás értéke az egyenáramú (5.1) kifejezés szerintivé válik.

Nagyfrekvenciájú jeleket (több száz MHz–néhány GHz) gyakran R_c karakterisztikus ellenállású (impedanciájú) koaxiális vagy árnyékolt mérővezetéseken szállítjuk a célponthoz (pl. egy műszer bemenetéhez). Tipikusan $R_c = 50 \Omega$ vagy $R_c = 75 \Omega$. E típusú jelátvitelre szimmetrikus négypólus-attenuátorokat használnak T vagy Π felépítésben (5.2. ábra). Az attenuátor csillapítását jelöljük $k = At = \frac{U_o}{U_i}$ -val. A T négypólusú (5.2.a. ábra) ellenállásait úgy számítjuk ki, hogy a négypólusú egyik végére (pl. U_o



5.2. ábra. Négypólusú attenuátorok T (a) és Π (b) alakzatban

kimenetre) R_c ellenállást kapcsolunk, és a másik végén (pl. U_i bemenet) számított négypólusú egyenértékű ellenállás értéke szintén R_c legyen:

$$R_c = R_1 + R_2 \parallel (R_1 + R_c), \quad (5.4)$$

valamint az $U_o/U_i = k$ csillapítást teremtsük meg:

$$k = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_c}. \quad (5.5)$$

Az (5.4) egyenletet kifejtve kapjuk:

$$R_c = R_1 + \frac{R_2(R_1 + R_c)}{R_1 + R_2 + R_c} = R_1 + k(R_1 + R_c),$$

ahonnan:

$$R_1 = R_c \frac{1 - k}{1 + k}, \text{ tovább } R_2 = R_c \frac{2k}{1 - k^2}. \quad (5.6)$$

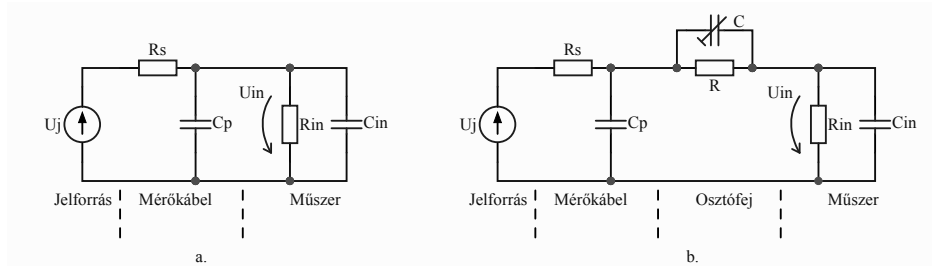
Hasonlóan vezetjük le a Π négypólusú attenuátor (5.2.b. ábra) R_1 és R_2 értékeinek a kifejezéseit:

$$R_1 = R_c \frac{1 + k}{1 - k}; \quad R_2 = R_c \frac{1 - k^2}{2k}. \quad (5.7)$$

Ezeket az attenuátorokat kábelre és egymással sorba (kaszád) csatlakoztatónak vitelezik ki -10 dB ; -20 dB és -30 dB csillapításokkal. Így ha pl. $At = -50 \text{ dB}$ csillapítást akarunk, akkor kaszkádba kötünk egy -30 dB és egy -20 dB csillapítású attenuátort.

A jelforrásról a mérendő U_j feszültséget RF koaxiális kábellel szokás elvezetni a műszerhez, amelyhez DIN csatlakozóval kapcsolódik, míg a jelforrásnál a „mérőfej” található. Ezeket a mérőkábeleket gyakran 0 dB ($\times 1$) és -20 dB ($\times 10$) csillapítással gyártják (5.3. ábra).

A 0 dB mérőkábel helyettesítő képe az 5.3.a. ábrán látható, ahol az U_j jelforráshoz R_s és C_p parazita paraméterű mérőkábelt kapcsolunk, amely a

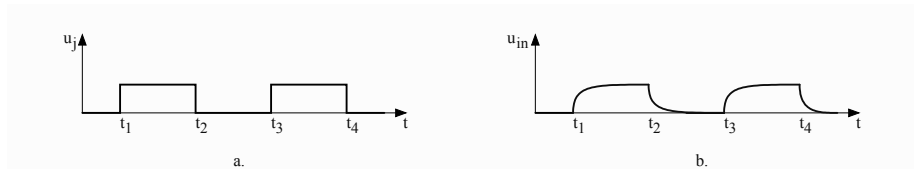
5.3. ábra. 0 dB (a) és -20 dB ($\times 10$) csillapítású mérővezetékek

jelt az R_{in} , C_{in} bemeneti impedanciájú mérőműszerhez vezet. Tipikus műszerbemeneti impedanciaértékek: $R_{in} = (1...10) M\Omega$, $C_{in} = (10...30) pF$. A mérővezeték R_S soros ellenállása elhanyagolható R_{in} mellett, de a vezeték parazita párhuzamos kapacitása [ami $C_p = (40...60) pF$] már nem elhanyagolható a műszer bemeneti kapacitásához képest, sőt $C_p > C_{in}$. Ennek két következménye van:

- a műszerre a teljes jelfeszültség kapcsolódik ($U_{in} = U_j$), és emiatt a mérővezeték csillapítása 0dB;
- a C_p aluláteresztő szűrő jelleget ad a mérőkábelnek amely -3 dB törésponti frekvenciája

$$f_T = \frac{1}{2\pi(R_S \parallel R_{in})(C_{in} + C_p)}.$$

Ennek nagy a jelentősége, mivel ez a mérővezeték lényegesen korlátozza a mérendő jel frekvenciaspektrumát (habár a műszer lehet, hogy magasabb frekvencián is mér még), aminek a hatását az 5.4. ábrán láthatjuk.



5.4. ábra. Derékszögjel (a) torzítása a mérőkábel frekvenciakorlátozása miatt (b)

Egy négyszögjel meredek éleinek magas frekvenciaspektrum felel meg (5.4.a. ábra). Ha a mérőkábel nem eresztí át a magasabb frekvenciaösszetevőket, az átvitt jel élcspásos lesz (5.4.b. ábra), vagyis az élek meredek jel helyett menedékes, kerekített éllel adódnak le a műszer bemeneténél.

Ezen lényegesen javít a -20 dB ($\times 10$) mérővezeték (5.3.b. ábra), ahol egy sorba kötött, $R \parallel C$ csoport van beiktatva (osztófej). Az R ellenállást $R = 9 R_{in}$ értékűnek tervezik, így az R és R_{in} által egyfokozatú váltóáramú attenuátor jött létre, amellyel:

$$At = \frac{U_{in}}{U_j} = \frac{R_{in}}{R + R_{in}} = \frac{1}{10}$$

és

$$At_{dB} = 20 \lg \frac{1}{10} = -20 \text{ dB}$$

csillapítás jön létre. Az $R \parallel C$ beiktatásával be kell tartani az (5.3) attenuátor frekvenciakompenzálási feltételt: $RC = R_{in}C_{in}$. E feltétel beállítása céljából a C kondenzátor félig szabályozható. Tehát a -20 dB mérőkábelrel a következőket érjük el:

- a mérőműszerre az U_j jelforrási feszültségnek csak egytizede jut a mérőműszer U_{in} bemenetére;
- a soros $R \parallel C$ tag hatására a mérőkábel törésponti frekvenciája tízszeresére nő a 0 dB mérővezetékéhez képest:

$$f_T(-20 \text{ dB}) = 10 f_T(0 \text{ dB}).$$

5.2. Mérőerősítők

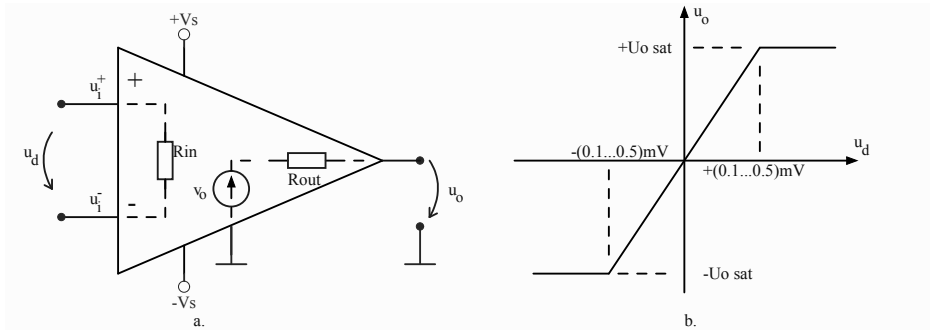
Az erősítők elsődleges feladata a jel teljesítményének a növelése, anélkül, hogy a jel információtartalmát megváltoztatná. Mérési célokra két fő erősítőcsoportot említenénk meg:

- A **mérőerősítők** a jelátvivő csatorna többi funkcionális egységével lánc kapcsolatban helyezkednek el, ezért átviteli hibájuk és additív zavarójelek a jel információtartalmának a csökkenését okozzák. Ideális $x_o = A_{id}x_i$ kimenet helyett (A_{id} – ideális erősítés) a valóságban $x_o = (A_{id} + \Delta A)(x_i + z_i) + z_o$ kimenetet kapunk, ahol ΔA az erősítési hiba, z_i a bemeneti és z_o a kimeneti zavarjel. A felsorolt hibatényezők kis értéken tarthatók nagy hurokerősítésű negatív visszacsatolásokkal és a visszacsatoló hálózatokban nagy pontosságú passzív elemek használatával.

- A **nullindikátor erősítők** a hurokerősítés növelését szolgálják, az átviteli hiba iránti követelmények nem szigorúak, ezért teljes erősítőláncot átfogó negatív visszacsatolást általában nem tartalmaznak. Ezek az erősítők a negyedik fejezetben bemutatott impedanciahidakban való használatán kívül számos elektronikus mérőműszerben jelen vannak összehasonlítás elvén működő automatikus mérési eljárásoknál.

A mérőműszerekben adatgyűjtő rendszerekbe beépített erősítők nagyon változatosak, ezért a következőkben csak **műveleti erősítőre épülő mérőerősítőkkel** foglalkozunk.

Az elkövetkezőkben leírt fogalmak egységes értelmezése céljából az 5.5. ábrán bemutatjuk a műveleti erősítőt (OA – Operational Amplifier) és ennek átviteli karakterisztikáját.



5.5. ábra. Műveleti erősítő (a) és átviteli karakterisztikája (b)

A műveleti erősítő egyenáramú erősítő (mármint 0 Hz-től akár 1 GHz frekvenciasávval) differenciális bemenettel, amelynek nagy bemeneti ellenállása van ($R_{in} = 10^7...10^{10} \Omega$), nagyon kis bemeneti árammal ($i_{in} \geq 100 \text{ pA}$). Visszacsatolás nélkül definiáljuk a nyílt hurok erősítést (A – amplification):

$$A_o = \frac{u_o}{u_i^+ - u_i^-} = \frac{u_o}{u_d}, \quad (5.8)$$

ahol u_i^+ a **neminvertáló** bemenet feszültsége a testhez viszonyítva, u_i^- , az **invertáló** bemeneti feszültség és u_d a **differenciál**feszültség. A_o értéke nagyon nagy, akár 10^5 értékű is.

A kimeneten a testhez viszonyított u_o feszültséget egy egyenértékű v_o feszültségforrás kis értékű kimenő ellenálláson keresztül ($R_{out} \simeq 100 \Omega$) szolgálja. Az erősítőt kettős tápforráson tápláljuk ($+V_S \leq +18 \text{ V}$, $|-V_S| \leq$

18 V, S – Source). A nagy nyílthurok-erősítés miatt az u_d differenciál bemenő feszültség nagyon kis értékére a kimenet már eléri a telítettségi feszültséget [$U_{osat} \simeq (0,8 - 0,9)V_S$], amely értéken az OA kimenete megállapodik (tehát nem történik erősítés). Ha $V_S = 18\text{ V}$ táppal számolunk és $A_0 = 50\,000 \dots 100\,000$, akkor az u_d feszültség legnagyobb értéke, amelyre az OA még lineárisan erősít:

$$(u_o)_{max} = \frac{U_{OM}}{A_O} = \frac{15V}{5 \dots 10} \cdot 10^{-4} = (0.15 \dots 0.3)mV.$$

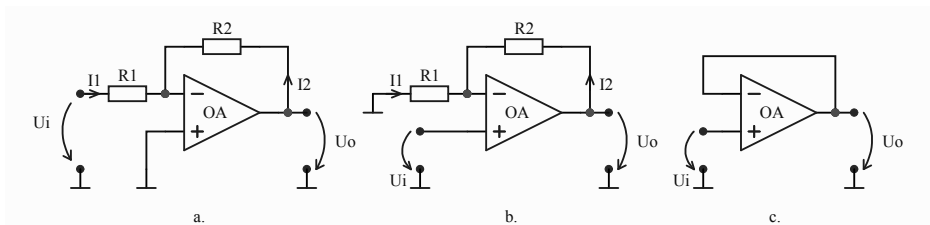
Ezt a helyzetet ábrázolja az 5.5.b. ábra, ahol a műveleti erősítő $u_o(u_d)$ átviteli karakterisztikája látható, mely mutatja, hogy az OA legtöbb $u_d \in (-0,5, +0,5)mV$ bemeneti differenciálfeszültség-határok között működik lineáris erősítőként.

Az előbb említett tényekből kifolyólag egyszerűsített gyakorlati számításoknál a következőket használjuk:

- az invertáló és neminvertáló bemenetek ugyanazon potenciálon vannak ($u_d = 0$, vagyis $u_i^+ = u_i^-$);
- a bemenetek külső áramai mellett elhanyagolható a két bemenet árama ($i_{in} = 0$).

5.2.1. Alapkapcsolások műveleti erősítőkkel

A következőkben bemutatjuk azokat az alapkapcsolásokat OA felhasználásával, amelyek a következő alfejezetekben és fejezetekben gyakran megjelennek, amelyekre ott csak rövid utalást teszünk, hisz itt bővebben tárgyaljuk mindeniket. Néha levezetjük a képletet, máskor csak megadjuk a kapcsolásra jellemző képleteket.



5.6. ábra. Invertáló (a) és nem invertáló (b) erősítő, valamint feszültségkövető (c) kapcsolások műveleti erősítővel

a) Az **invertáló erősítő** kapcsolás (5.6.a. ábra) esetében felírhatjuk:

$$I_1 = \frac{U_i}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_o}{R_2}; \quad I_1 + I_2 = 0,$$

ahonnan meghatározzuk a zárthurok-erősítést:

$$A = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (5.9)$$

Az egyenletek felírásánál alkalmaztuk a gyakorlati egyszerűsítéseket.

Az erősítés képletében a mínusz jel arra utal, hogy ha a bemeneten $U_i > 0$ akkor a kimeneten $U_o < 0$ (ami lehetséges a kettős $\pm V_S$ táplálás miatt), vagy ha a bemenet szinuszjel, a kimenet ellenfázisban lévő szinuszjelt szolgáltat.

b) A **neminvertáló erősítő** kapcsolásra (5.6.b. ábra) felírhatjuk az

$$I_1 = -\frac{U_i}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_o - U_i}{R_2}; \quad I_1 + I_2 = 0$$

egyenleteket, ahonnan levezetjük a zárthurok-erősítést:

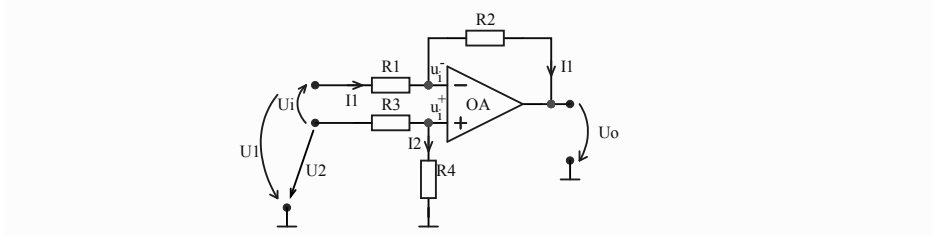
$$A = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (5.10)$$

Az erősítés pozitív, így ha $U_i > 0$, akkor $U_o = A \cdot U_i > 0$, vagy ha U_i szinuszjel, a kimeneten ezzel fázisban lévő szinuszjel lesz.

Sajátságos esete a neminvertáló erősítőnek, amikor kivesszük az R_1 ellenállást (akkor $R_1 \rightarrow \infty$), és a kapcsolás az 5.6.c. ábrán látható kapcsolássá alakul (az R_2 a negatív visszacsatolásban elvben nem fontos), ekkor a kapcsolás erősítése (5.10) szerint:

$$A = \frac{U_o}{U_i} = 1. \quad (5.11)$$

Az 5.6.c. kapcsolást **feszültségismétlőnek** vagy **követőerősítőnek** nevezzük. Nyilván felmerül a helyénvaló kérdés: ha nem erősít feszültséget, akkor mi haszna a kapcsolásnak? Ha visszatekintünk az OA belső egyenértékű képére (5.5.a. ábra), akkor megállapíthatjuk, hogy a bemeneten az u_i jelforrástól nagyon kis áramot igényel, míg a kimeneten a kis R_{OUT} kimenő ellenálláson keresztül lényegesen nagy áram mellett tudja ellátni a következő jelfeldolgozó egységet.



5.7. ábra. Differenciálerősítő kapcsolás műveleti erősítővel

c) **A differenciálerősítő** kapcsolás (5.7. ábra) egy fontos alapkapsolás, ebben az alakban számos műszeren belüli kapcsolásban szerepel. Számba vesszük, hogy $u_i^+ = u_i^-$, akkor felírhatjuk:

$$u_i^+ = \frac{U_2}{R_3 + R_4} \cdot R_4; \quad I_1 = \frac{U_1 - u_i^-}{R_1} = \frac{u_i^- - U_o}{R_2}; \quad U_i = U_2 - U_1.$$

Számítások után eljutunk a következő egyenletekhez:

$$U_2 R_4 (R_1 + R_2) - U_1 R_2 (R_3 + R_4) = U_o R_1 (R_3 + R_4).$$

Hogy az $U_i = U_2 - U_1$ feszültséghez juthassunk, kikötjük feltételnek

$$R_4 (R_1 + R_2) = R_2 (R_3 + R_4),$$

innen ha

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_4}{R_3},$$

következik a

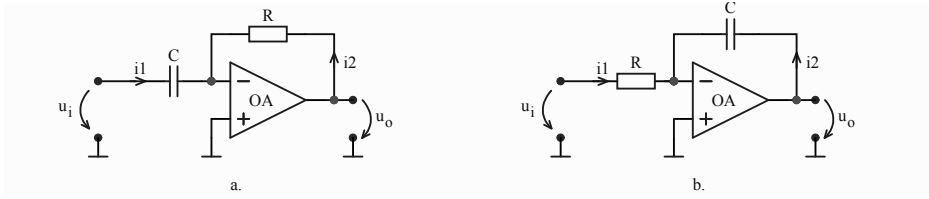
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (5.12)$$

feltétel. Innen könnyen kapjuk az

$$U_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = U_o \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

egyenletet, ahonnan következik a differenciálerősítő zárthurok erősítése:

$$A = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.13)$$



5.8. ábra. Deriváló (a) és integráló (b) kapcsolások műveleti erősítővel

d) Deriváló és integráló kapcsolás műveleti erősítővel

A deriváló kapcsolásnál a bemenetre C soros kondenzátort, negatív visszacsatolásba R ellenállást kapcsolunk (5.8.a. ábra). Felírhatjuk a következőket:

$$i_1 = C \frac{du_i}{dt}; \quad i_2 = \frac{u_o}{R}; \quad i_1 + i_2 = 0,$$

ahonnan

$$u_o = -RC \frac{du_i}{dt}, \quad (5.14)$$

vagyis a kimeneten a bemeneti feszültség deriváltjával arányos feszültséget kapunk.

Fordított elrendezésben a bemeneten kerül sorba az R ellenállás és a negatív visszacsatolásba egy C kapacitás (5.8.b. ábra), amelyre felírhatjuk:

$$i_1 = \frac{u_i}{R}; \quad i_2 = C \frac{du_o}{dt}; \quad i_1 + i_2 = 0,$$

ahonnan

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int u_i dt, \quad (5.15)$$

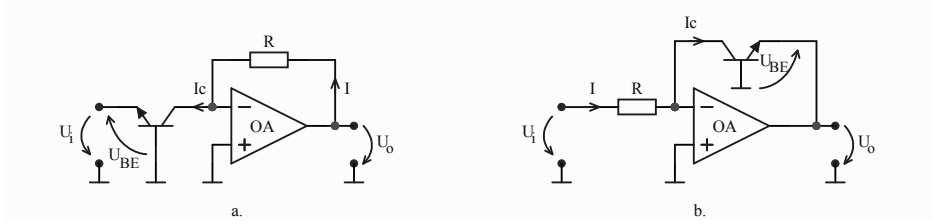
vagyis a kimeneten a bemeneti feszültség integráljával arányos feszültséget kapunk.

e) Exponenciális és logaritmáló kapcsolás OA-val.

Bipoláris tranzisztornál az I_C kollektor áramot kifejezzük az U_{BE} bázis-emitter feszültség függvényében:

$$I_C = I_{C0} e^{\frac{qU_{BE}}{kT}}, \quad (5.16)$$

ahol I_{C0} a kollektor áram, amikor $U_{BE} = 0$, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C az elektron töltése, $k = 1,38 \cdot 10^{-34}$ J/K Boltzmann-állandó és T az abszolút hőmérséklet, amelyben a tranzisztor működik. Az (5.16) képlet alapján műveleti



5.9. ábra. Exponenciáló (a) és logaritmáló (b) kapcsolások műveleti erősítővel

erősítő segítségével meg lehet valósítani az e^x és $\ln x$ függvényeket az 5.9. ábrán látható kapcsolásokkal.

Az **exponenciáló** kapcsolásnál (5.9.a. ábra), ha tekintetbe vesszük az (5.16) képletet, felírhatjuk:

$$I = \frac{U_o}{R}; I_C = I_{C0} \cdot e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} = I_{C0} \cdot e^{\frac{q(-U_i)}{kT}}; I = I_C,$$

vagyis

$$\frac{U_o}{R} = I_{C0} \cdot e^{-\frac{q}{kT} \cdot U_i},$$

ahonnan a kimenő feszültség

$$U_o = R \cdot I_{C0} \cdot e^{-\frac{q}{kT} \cdot U_i}. \quad (5.17)$$

Mivel egy tranzisztortípusra I_{C0} adott, a (q/kT) állandó, ha adott a hőmérséklet, így a kimeneten a bemeneti feszültség természetes exponenciával arányos feszültséget kapunk.

Ha a bipoláris tranzisztort az OA visszacsatoló körébe kapcsoljuk (5.9.b. ábra), akkor **logaritmáló** kapcsolást hoztunk létre. Felírhatjuk:

$$I = \frac{U_i}{R}; I_C = I_{C0} \cdot e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} = I_{C0} \cdot e^{\frac{q(-U_o)}{kT}}; I = I_C.$$

Kifejezve U_o -t a következőt eredményezi:

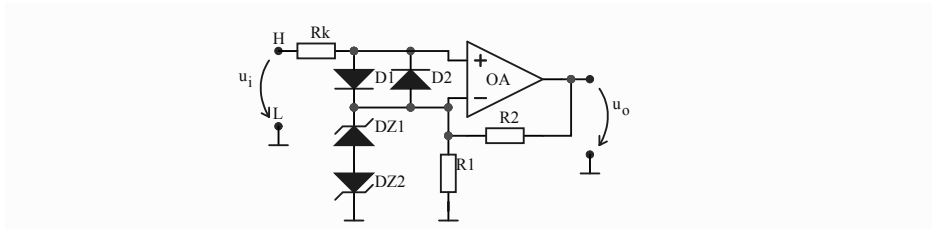
$$U_o = -\frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{U_i}{R \cdot I_{C0}}, \quad (5.18)$$

vagyis a kimenőfeszültség a bemenőfeszültség természetes logaritmusával arányos.

5.2.2. Túlfeszültség-védett mérőerősítők

A feszültség bemenetű műszerek bemeneténél általában lépcsősen beállítható attenuátort helyeznek el, amely után következik az első mérőerősítő fokozat. A műszer felhasználója akaratán kívül is megtörténhet, hogy az attenuátor nem megfelelő csillapításra van beállítva, így fennáll annak a veszélye, hogy az erősítőre túlfeszültség jusson, ami akár az elektronikai rész károsodását is okozhatja. E helyzetek kivédésére fejlesztették ki a túlfeszültség-védett erősítőket.

Aszimmetrikus bemenetű erősítő túlfeszültség-védelemmel egyik változata az 5.10. ábrán látható. Az u_i bemeneti feszültség a H „melegpont”



5.10. ábra. Túlfeszültség-védett aszimmetrikus bemenetű erősítő

és az L test közé van kapcsolva. Az erősítő védelmét a D_1, D_2 egyenirányító diódák és a DZ_1, DZ_2 Zener-diódák biztosítják. Amíg a bemeneti u_i feszültség (pozitív és negatív félhullámmal) értéke:

$$|U_{imax}| < U_{Dt} + U_{DZt} \quad (5.19)$$

(U_{Dt} a $D_1, 2$ diódák küszöbfeszültsége, U_{DZt} a Zener-diódák küszöbfeszültsége), addig a kapcsolás úgy működik, mintha a $D_1, 2$ és $DZ_1, 2$ diódák nem is léteznének a kapcsolásban. Könnyen felismerhető a neminvertáló erősítő kapcsolás, így a kimenő feszültség:

$$u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot u_i. \quad (5.20)$$

Ez az erősítő (műszer) rendeltetésének megfelelő üzemmód.

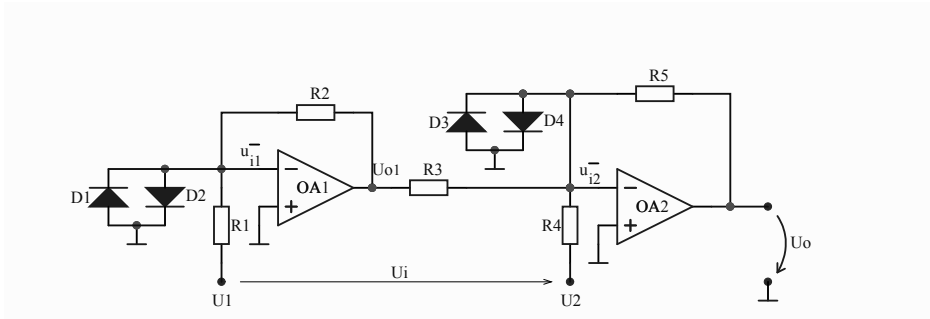
Ha a bemenőfeszültség meghaladja az (5.19) kifejezésben megadott határt, akkor működésbe lép a túlfeszültség-védelem:

- DZ_1 és/vagy DZ_2 a meredek karakterisztika zónába kerül (U_{Zt} – átütési feszültség), ahol a DZ dióda dinamikus ellenállása nulla, tehát a Zener-diódák vezetnek;

- a $D1, 2$ egyenirányító diódák vezetnek és a rajtuk létrejövő feszültségesés $(0,6 \dots 1,2)\text{V}$ értékű lesz (Si diódák), és ezáltal az OA műveleti erősítő bemenete védve lesz.

A D és DZ diódákon áthaladó áramot az R_k ellenállás korlátozza. Amikor a diódák alkotta védőhálózat működésbe lép, akkor a kimenő u_o feszültség amplitúdója $\pm U_{osat}$ telítési értékre korlátozódik.

Az 5.11. ábrán egy szimmetrikus bemenetű túlfeszültség-védett kapcsolást láthatunk, ahol az U_i bemenő feszültséget két lebegőpontú kapcsolásra kötjük, amelyeken a testhez viszonyított feszültségeknél U_1 és U_2 feszültséget tekintjük, vagyis $U_i = U_1 - U_2$. Amíg $|u_{i1}| < U_{Dt}$ és $|u_{i2}| < U_{Dt}$, az



5.11. ábra. Túlfeszültség-védett szimmetrikus bemenetű erősítő

erősítő a diódák hiányában való állapotban működik, vagyis mérőerősítő. Névleges működési üzemmódban felírhatjuk:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_{o1}}{R_2} = 0,$$

ahonnan

$$U_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_1.$$

Az $OA2$ műveleti erősítő az invertáló bemenetén áramösszegzőként működik:

$$U_o = -R_5 \left(\frac{U_{o1}}{R_3} + \frac{U_2}{R_4} \right) = -R_5 \left(\frac{U_2}{R_4} - \frac{R_2}{R_1 R_3} U_1 \right). \quad (5.21)$$

Ha az $\frac{1}{R_4} = \frac{R_2}{R_1 R_3}$, vagyis $\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3}$ egyenlőség igaz, akkor az (5.21) kifejezésből kapjuk:

$$U_o = \frac{R_5}{R_4} (U_1 - U_2) = \frac{R_5}{R_4} U_i.$$

Tehát a kapcsolás zárt hurok erősítése:

$$A = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_5}{R_4}. \quad (5.22)$$

Ha a bemenőfeszültség bármely hullámán az u_{i1}^- és/vagy u_{i2}^- meghaladja az egyenirányító $D1..D4$ diódák küszöbfeszültségét (szilíciumdiódánál $U_{Dt} = 0,6 \text{ V}$), akkor a $D1, 2$, illetve $D3, 4$ diódák kezdenek vezetni, ami által az $OA1$ bemenetén a differenciálfeszültség $u_d = u_{i1}^+ - u_{i1}^- = 0 - U_{Dt} = -U_{Dt}$ és a diódaáramot az R_1 ellenállás korlátozza, vagyis az $OA1$ bemenete meg van védve a túlfeszültség ellen. Hasonló a védelmi folyamat $OA2$ -re is.

5.2.3. Szabályozható erősítésű mérőerősítők

A mérőeszközökben néha szükséges az erősítés szabályozása, illetve az A erősítés értékének pontos értékekre való beállítása. Az aszimmetrikus (egyik bemenet a test) erősítők (invertáló, neminvertáló) erősítők és a hozzá hasonló kapcsolások általában nem rendelkeznek lépcsős beállítási erősítéslehetőségekkel. Az erősítés változtatásának szükségessége gyakori főleg a szimmetrikus (differenciál) bemenetű erősítőknél, például mérőskála-kiválasztás céljából.

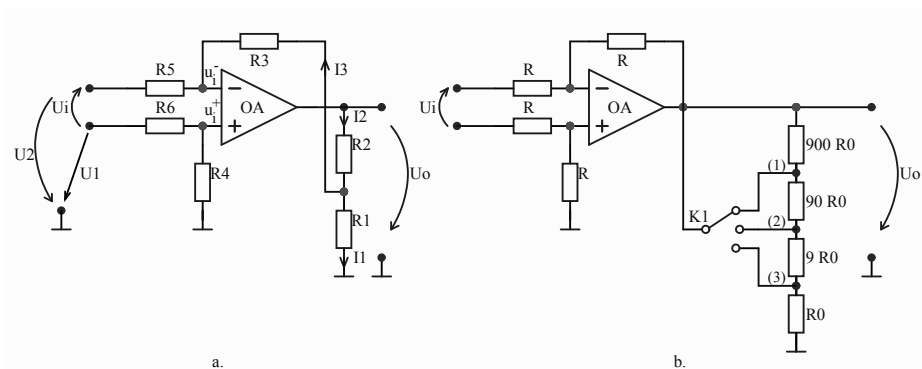
A differenciál-alapkapcsolás (5.7. ábra) nem alkalmas az erősítés változtatására, mivel az $R_1/R_2 = R_3/R_4$ feltétel miatt egyszerre két független ellenállást kell pontos értékkel változtatni, ami gyakorlati szempontból elég kényesen kivitelezhető. Ezért az alapkapcsolást módosítva, kiegészítve, rugalmasan alkalmazható, könnyen változtatható erősítés előállítására célszerű kapcsolások jelentek meg. Az egyik ilyen differenciálerősítő kapcsolás az 5.12.a. ábrán látható, ahol a negatív visszacsatolásra az egész U_o kimeneti feszültség helyett ennek csak egy R_1, R_2 feszültségosztóról származó töredékfeszültségét használjuk. A zárt hurok erősítés ($A = U_o/U_i$) kiszámítása céljából írjuk fel az áram- és feszültségegyenleteket:

$$u_i^+ = \frac{U_1 R_4}{R_4 + R_6}; \quad I_3 = \frac{u_i^- - U_2}{R_5} = \frac{R_1 I_1 - u_i^-}{R_3};$$

$$U_o = R_1 I_1 + R_2 I_2; \quad I_2 = I_1 + I_3; \quad u_i^+ = u_i^-.$$

Ha az egyenleteket megoldjuk és az ellenállások a következő egyenlőségeknek tesznek eleget:

$$R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R,$$



5.12. ábra. Növelt impedanciabemenetű differenciálerősítő (a) és ennek egy lépcsőkben szabályozható erősítésű változata (b)

akkor végeredményként megkapjuk az erősítést:

$$A = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_1 - U_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (5.23)$$

Tehát az erősítés két szomszédos ellenállás arányától függ, amit már könnyebben meg lehet valósítani, mint két független ellenállás változtatását. Az 5.12.b. ábrán bemutatunk egy gyakorlati megoldást, amelynél az erősítést 10^k fokozatokban biztosítja:

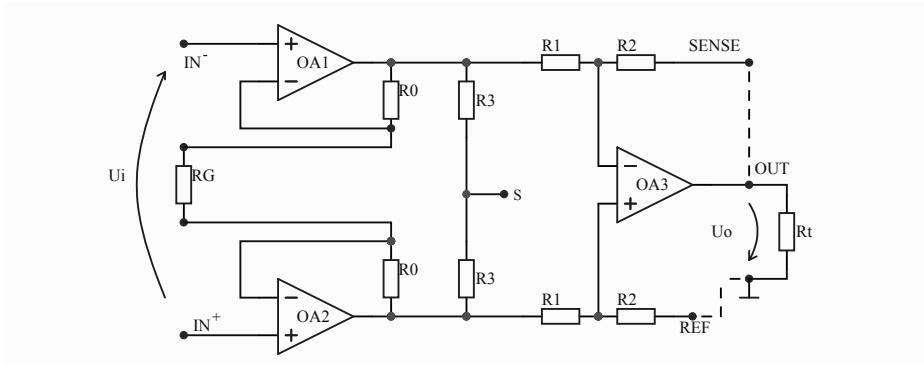
K=(1) helyzetben $R_2 = 900R_0$, $R_1 = 100R_0$ tehát $A_1 = 10$;

K=(2) helyzetben $R_2 = 90R_0$, $R_1 = 10R_0$ tehát $A_2 = 100$;

K=(3) helyzetben $R_2 = 9R_0$, $R_1 = R_0$ tehát $A_3 = 1000$;

A bemutatott differenciálerősítő kapcsolásnak van még egy előnye: a bemeneti ellenállása lényegesen nagyobb a differenciálerősítő alapkapsolásáénál.

Kifejlesztettek egy különösebb mérőerősítőt, amely annyira jól megfelel az egyetlen ellenállásból széles határok közötti erősítés értékek előállítására, hogy a kapcsolás neve **műszererősítő** lett (IA – Instrumentation Amplifier) és ennek a belső szerkezetét mutatjuk be az 5.13. ábrán. Az erősítő szimmetrikus differenciálbemenetet biztosít, amelyet a két bemeneti OA1 és OA2 műveleti erősítővel és a szimmetrikus struktúrával biztosítják. Lényegében a teljes erősítést a két R_0 és R_G ellenállások határozzák meg. Az OA1 és OA2 kimeneteit egy OA3 harmadik műveleti erősítőhöz kapcsolják, amely az R_1 és R_2 ellenállásokkal a műveleti erősítő differenciálerősítő alapkapsolást valósít meg. Az U_o kimenetre az R_t terhelést kapcsoljuk.



5.13. ábra. A műszererősítő belső szerkezete

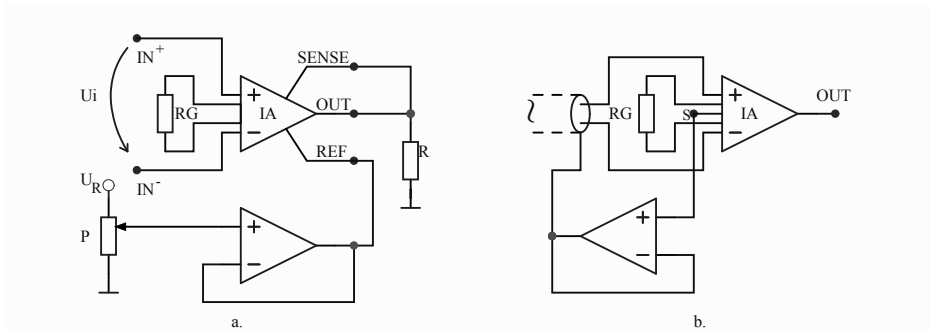
Bizonyítás nélkül megadjuk a műszererősítő teljes erősítését:

$$A = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R_0}{R_G} \right). \quad (5.24)$$

Az (5.24) kifejezésben R_0 , R_1 és R_2 ellenállások rögzített értékűek (integrált elemek), így az erősítést csak a kívülről csatlakoztatható R_G (G – Gain) nyereség-ellenállással rögzíthetjük. És ez a műszererősítő legnagyobb hozama: az A erősítést egy R_G ellenállással állíthatjuk be igen tág határok között ($A = 1 \dots 10\,000$), nagy pontosságú erősítést biztosítva.

Mivel az erősítőt külön mérési célokra fejlesztették ki, külön zajelnyomási, ofszetkompenzációs feladatokra alkalmas, kívülről elérhető kapcsokat helyeztek el:

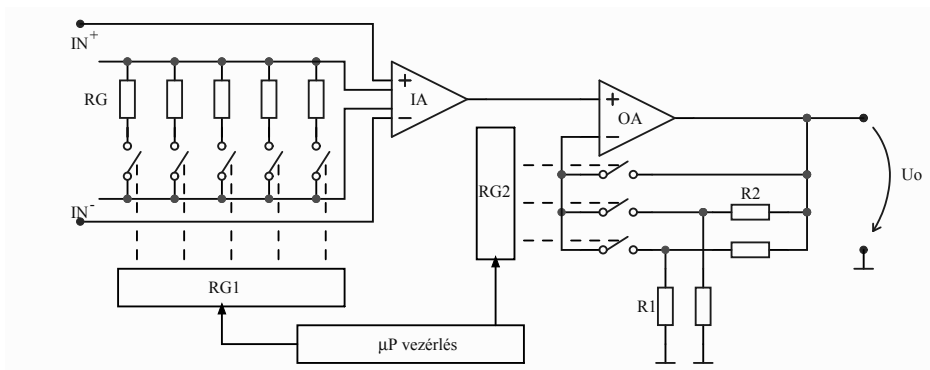
- SENSE – az érzékelőkapocs, amely a kimeneti fokozat negatív visszacsatolási lehetőségeit bővíti: alapesetben a SENSE kapcsot az OUT kimenethez csatolják, de ha a kimeneten nagyobb áramot szeretnénk biztosítani, akkor egy követőerősítőt (feszültségismétlő) kapcsolunk az OUT kimenetre, és a követőerősítő kimenetéhez csatoljuk a SENSE kapcsot.
- REF – a kimenő fokozat testhez köthető kapocs, de ez alkalmas arra, hogy az erősítő ofszetjét (a zérus pont eltolódása) külső beavatkozással kompenzáljuk (nullázzuk). E célból egy külső stabil U_R feszültségforrás és P potenciométer segítségével egy követőerősítővel beállíthatjuk a REF potenciálját, amíg az ofszet eltűnik (5.14.a. ábra).



5.14. ábra. A műszererősítő REF (a) és S (b) kapcsainak a felhasználása

- S – (Shield) kapocs – az erősítőn belüli két egyenlő R_3 ellenállás a közös bemenőfeszültséggel azonos potenciálú pontot hoz létre. Ha a mérőerősítő bemenetére árnyékolt kábellel csatlakozunk, a jelvezetékek és az árnyékolás közötti kapacitás jelentősen megnövelheti a közös (Common Mode) zavarerősítést. Ennek kiküszöbölésére az árnyékolást az S ponton létező közös bemeneti potenciálra kell kapcsolni (5.14.b. ábra). Állíthatjuk, hogy az S ponthoz kapcsolás által a bemeneti árnyékolást „utánhúztuk”.

A műszererősítőt (IA) nagyon gyakran használják voltmérők, adatgyűjtő modulok szerkezetében, amelyek processzor- (akár számítógép-) vezéreltek. Így hozták létre a **programozható erősítő** egy változatát műszererősítővel (5.15. ábra). Erre a célra az R_G kapcsokra analóg kapcsolókkal beköthető



5.15. ábra. Programozható erősítő műszererősítővel

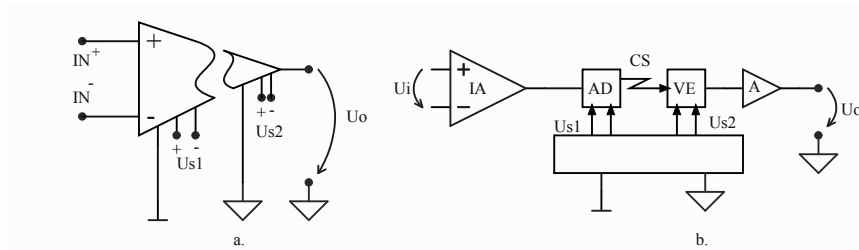
ellenállássort helyezünk el. A processzor diktálta erősítés elérése céljából az $RG1$ párhuzamos regiszterbe tárolja az analóg kapcsolók kombinációját, amellyel beállítja a szükséges R_G értéket. Gyakran az IA műszererősítő után még egy fokozatot iktatnak be OA neminvertáló kapcsolással, ahol szintén a processzor vezérelte $RG2$ regiszterbe töltik be az $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ erősítést célzó analóg kapcsolók kombinációt.

5.2.4. Szigetelt bemenetű mérőerősítők

A mérés technikában előállnak olyan helyzetek, amikor a közvetlen csatlakozású (galvanikai kapcsolat) erősítőket nem alkalmazhatjuk. Ilyen helyzet lehet:

- az erősítő bemenetek és a rendszerföld között az egyenáramú kapcsolat nem biztosítható;
- a közös bemeneti feszültség (Common Mode) meghaladja a néhány-szor tíz voltot, ami mind a mérőrendszer összetevőire, mind a kezelő személyzetre veszélyes;
- nagyon nagy közös elnyomású tényező szükséges (pl. biológiai jelek begyűjtése EKG, EEG céljából).

A műszaki megoldás ezen esetekre a szigetelt bemenetű erősítő (Isolation Amplifier). Az 5.16.a. ábrán egy szimmetrikus (differenciális) bemenetű erősítőt ábrázoltunk, amelynek szokványos áramköri képe is érzékelteti a



5.16. ábra. Szigetelt bemenetű mérőerősítő elvi szerkezetei

bemenő és kimenő fokozatok egymástól való elszigetelését. Ezt azzal is szemléltetjük, hogy a bemeneti fokozat testpotenciálja és U_{S1} tápfeszültségei teljesen el vannak szigetelve a kimeneti potenciál testpotenciáljától és U_{S2} tápforrástól. Az 5.16.b. ábrán már részletezzük a szerkezetet. A bemenő fokozati erősítő az egész struktúra erősítésének nagy részét biztosítja, így a differenciális bemeneti fokozat akár műszererősítő is lehet. Aszimmetrikus

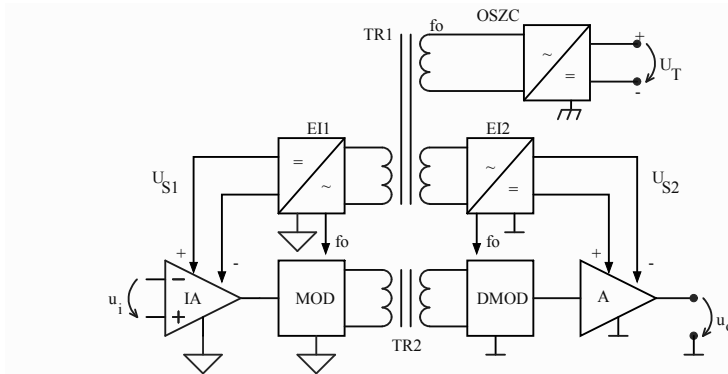
bemenet esetén is a bemeneti erősítő adja az összeerősítés javát. A felerősített jel az AD adó áramkörhöz jut, amely a CS szigetelt jelcsatornának megfelelően alakítja a jelt.

A szigetelt jelcsatorna kell biztosítsa a be- és kimeneti fokozatok között a villamos szigetelést (akár 5 kV feszültséget is ki kell bírjon), ugyanakkor a mérendő jelt minél pontosabban kell átvigye, hisz a két erősítő fokozat elszigeteltsége miatt itt nem alkalmazható a pontos erősítést célzó általános negatív visszacsatoló hurok beépítése. A gyakorlatban a jelátvivő szigetelt csatornát **mágneses** csatolással (transzformátor) vagy **optikai** csatolással (optocsatolók) oldják meg.

A CS jelcsatorna után a VE vevő átveszi az előerősített jelt, és az A kimenő fokozati erősítőn keresztül a végkimenetre adja. A kimenő fokozat erősítése amplitúdóban kis értékű (néhány egységnyi), a fő feladat a jel teljesítményének a növelése.

Érdemes megjegyezni, hogy a transzformátoros szigetelt bemenetű változatnál elég egyetlen külső egyenáramú tápforrást biztosítani, mert a transzformátor külön szekunderek által képes önmaga előállítani a belső U_{S1} és U_{S2} szigetelt tápfeszültségeket. Az optikai csatornánál viszont a szükséges elszigetelt tápfeszültségeket külső egységgel kell előállítani.

Konkrétabb példának a szigetelt bemenetű erősítők mindkét változatából egyet-egyet bemutatunk.



5.17. ábra. Transzformátoros csatolású szigetelt bemenetű mérőerősítő

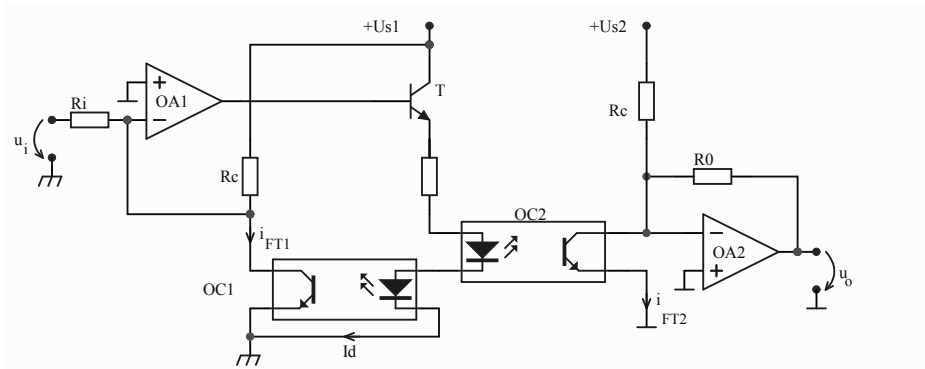
Egy transzformátoros csatolású erősítőben (5.17. ábra) két ferritmagú transzformátort helyeznek el: $TR1$ a tápfeszültségek és szinkronjelek előállítására szolgáló transzformátor és $TR2$ jeltranszformátor. Az egyetlen külső U_T tápforrás az $OSZC$ oszcillátorral f_0 frekvenciájú szinuszt

állít elő, amely a $TR1$ transzformátoron a két szekunder által két egyenirányítóra csatolja a tápenergiát: az $EI1$ egyenirányító előállítja a bemeneti fokozat $\pm U_{S1}$ tápfeszültségét, valamint a MOD modulátort szinkronizáló feszültséget, az $EI2$ egyenirányító meg előállítja a kimeneti fokozat $\pm U_{S2}$ tápfeszültségét és a $DMOD$ demodulátor szinkronjelét.

A mérendő jelt a kimeneti erősítés után impulzusamplitúdó- vagy impulzusszélesség-modulációs eljárással a MOD modulátor előkészíti a csatornán való átvitelre (a $TR2$ jeltranszformátor segítségével). A modulátor f_0 vivőjelét az oszcillátor frekvenciáján az $EI1$ egyenirányító váltóáramú oldalról kapja. A jeltranszformátor szekunderébe átjuttatott jelt a $DMOD$ demodulátor visszaépíti eredeti alakjára. A $DMOD$ a művelethez szükséges f_0 referenciajelt az $EI2$ egyenirányító váltóáramú oldalról kapja.

Végül a demodulált jelt, ami az u_i mérendő jel erősített változata, a kimeneti A erősítő továbbítja az u_o kimenetre. A transzformátor csatolású szigetelt bemenetű erősítő nagy pontosságú (0,1%-nál kisebb erősítési és linearitási hiba), de a jel frekvenciasávja nem túl magas (legtöbb 20 kHz). A szigetelő feszültség akár a 10 kV értéket is elérheti.

Optikai csatolású szigetelt erősítőnek egy aszimmetrikus bemenetű példát mutatunk be (5.18. ábra)



5.18. ábra. Optikai csatolású szigetelt bemenetű mérőerősítő

Az erősítő bemeneti fokozatán egy $OA1$ műveleti erősítő található, ahol a bemenő (mérendő) u_i jel a bemeneti fokozat földpotenciáljához viszonyított. A jelátvitelre két optikai csatlakozót ($OC1$, $OC2$ – Optocouplers) használunk, mindenik egy fénykibocsátó diódát és egy vevő FT fototranzisztort tartalmaz. A bemenőjel az $OA1$ -en keresztül vezérli a T jeltranszisztort,

mely által az i_D áram követi a jel változását. A két fénykibocsátó dióda sorba van kapcsolva, így a két azonos optikai csatlakozó fototranzisztoraiban azonos nagyságú kollektoráramot hoz létre:

$$i_{FT1} = i_{FT2}. \quad (5.25)$$

A két fototranzisztor árama

$$i_{FT1} = \frac{u_i}{R_i} + \frac{U_{S1}}{R_C}; \quad i_{FT2} = \frac{u_o}{R_o} + \frac{U_{S2}}{R_C},$$

ahonnan az (5.25) figyelembevételével

$$u_o = \frac{R_o}{R_i} u_i + \frac{R_o}{R_C} (U_{S1} - U_{S2}). \quad (5.26)$$

Ha a két szigetelt tápforrás $U_{S1} = U_{S2}$ egyenlő értékű feszültséget állít elő, akkor a kimenőfeszültség:

$$u_o = \frac{R_o}{R_i} u_i,$$

tehát az összerősítés

$$A = \frac{R_o}{R_i}. \quad (5.27)$$

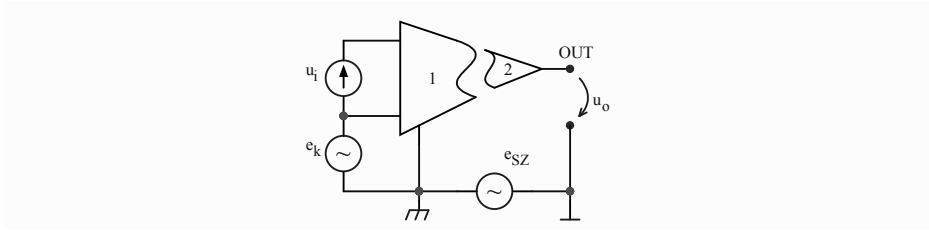
Ha az $U_{S1} = U_{S2}$ nem tökéletes egyenlőség, akkor az (5.26) egyenlet második tagja egy adalékos offset feszültséget képez.

Az optikai csatolású, szigetelt bemenetű erősítő kisebb pontosságú, mint a transzformátor csatolású (0,5-1% hiba), de vannak előnyei is: olcsóbb és a jel frekvenciasávja jóval nagyobb (akár 200 kHz is). Szintén hátránynak tekintjük a két szigetelt tápfeszültség előállítását, amely külön áramkörökkel történik.

Végezetül tekintsünk kissé a zajelnyomásra is (5.19. ábra). A bemeneti fokozatnál fellép az e_k közös jel, amely a hasznos u_i jelforrás mindkét erősítő bemenetére hat, valamint a két elszigetelt fokozat közötti e_{sz} földpotenciálok közötti feszültség. A kimenőfeszültség, tekintetbe véve e két zavaró jelforrást:

$$u_o = A \left(u_i + \frac{e_k}{CMRR} \right) + \frac{e_{sz}}{IMRR}, \quad (5.28)$$

ahol a $CMRR$ a közös zavarójel elnyomási tényezője (Common Mode Rejection Ratio), amit meghatároztunk a 4.1. alfejezetben, és $IMRR$ a szigetelési zavarójel elnyomási tényezője (Isolation Mode Rejection Ratio). Ezeknél az erősítőknél szokásos értékek: $CMRR = 80...110 \text{ dB}$, $IMRR = 100...160 \text{ dB}$.



5.19. ábra. A szigetelt bemenetű erősítő zajforrásai

5.3. Lineáris váltófeszültség-átalakítók

Az időben változó feszültség lehet egy polaritású vagy váltó polaritású. Számos esetben a mérőeszköz egy polaritású jelt igényel, amit egyenirányítású eljárással lehet megvalósítani. Még gyakoribb az a követelmény, hogy egy váltófeszültséget olyan egyenfeszültséggé alakítunk, amely a váltófeszültség valamilyen általános vagy integrálértékével arányos. Feltételezve, hogy az $u(t)$ jel T időben periodikus, vagyis $u(t + nT) = u(t)$, a fogalmak pontosítására felsorolunk néhányat az $u(t)$ feszültség jellemzésére alkalmazott mennyiségekből:

- a jel **pillanatnyi értéke**: $u(t)$ bármely t időpontban érvényes értéke;
- a jel **középértéke** $\bar{U} = \frac{1}{T} \int_T u(t) dt$, amely egyenlő az $u(t)$ feszültség egyenösszetevőjével. Ha $u(t)$ szinuszos, akkor $\bar{U} = 0$,
- a jel **abszolút középértéke** (egyenirányított középérték):

$$U_k = \frac{1}{T} \int_T |u(t)| dt;$$

ha $u(t)$ szinuszos, akkor $U_k = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U$ (U - effektív érték);

- a jel **effektív értéke** (négyzetes középérték, RMS – Root Mean Square):

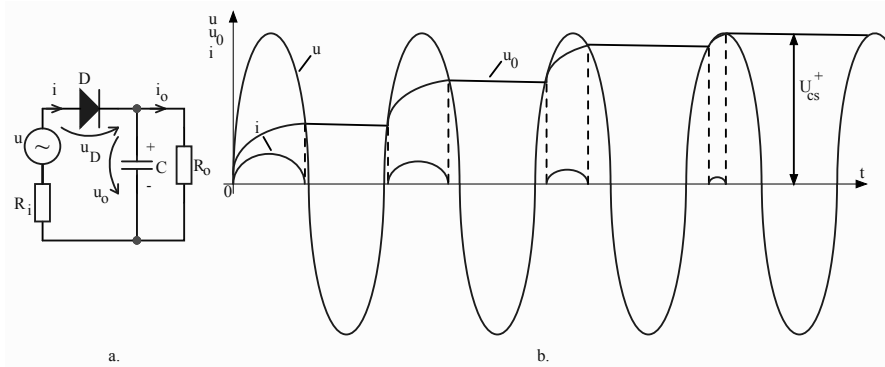
$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T u^2(t) dt};$$

- a jel **pozitív csúcsértéke** (U_{cs}^+), negatív csúcsértéke (U_{cs}^-) és csúcs-csúcsértéke (U_{pp} , pp – peak to peak). Nyilvánvaló, hogy $U_{pp} = U_{cs}^+ + |U_{cs}^-|$.

5.3.1. Csúcsegyenirányítók

A kapcsolás célja, hogy olyan egyenfeszültséget állítson elő, amely arányos a bemenőjel valamely csúcserőtelével. Kezdetben elemezzük a legegyszerűbb csúcserőtel-átalakítókat.

A **soros csúcส์átalakító** (5.20.a. ábra) egy sorba kapcsolt D diódából és egy tároló C kapacitásból áll. Az u jelforrás belső ellenállása R_i , a terhelés



5.20. ábra. Soros diódás csúcส์átalakító (a) és az áram/feszültség idődiagramok (b)

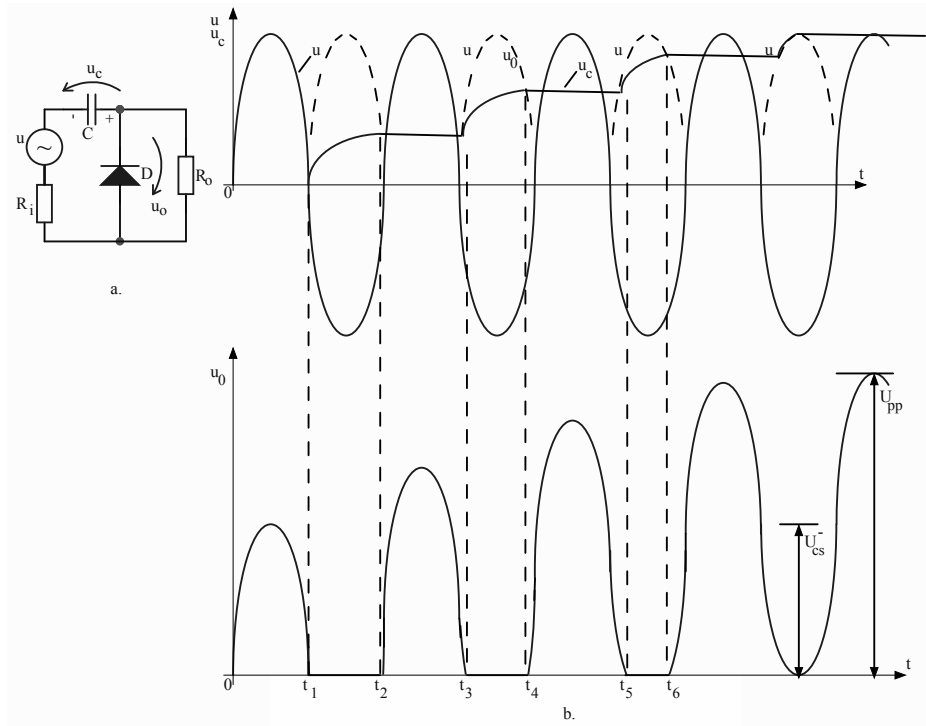
(kimenet) ellenállása R_o . A kapcsolás elemzése érdekében megfigyeljük, hogy:

$$u_D = u - u_o.$$

Amikor u_D diódafeszültség eléri a zérus értéket (és kezdene $U_D > 0$ lenni), a dióda vezetni fog, így a jelforrásból a C kondenzátor i árammal töltődik. A töltési folyamat addig tart, amíg u_D negatív értéket vesz fel. Ekkor a C kapacitás az R_o ellenálláson keresztül kezd kisülni, ami egy exponenciális folyamat. Ha a kimenő ellenállás (az átalakító után következő áramkör bemeneti ellenállása) R_o nagy (legalább $R_o C \geq 4T$), akkor a dióda következő áramvezetési pillanatáig a C feszültsége (u_o) gyakorlatilag állandó marad. Így könnyen követhető, hogy mindössze néhány jelperiódus után a C -n létrejövő feszültség megállapodik a jel pozitív csúcján, így a kimeneten egyenfeszültséget kapunk, $U_o = U_{cs}^+$. Az 5.20.b. ábrán követhetjük az u jel, az i töltőáram és u_o kimeneti feszültség (a C kapacitáson) időbeni változásait. A soros csúcส์átalakítót gyakran használják **csúcșdetektorként** pl. amplitúdómodulált jel demodulációjakor (a modulálójel visszaépítése a

burkológörbe révén), amikor gondoskodni kell a tároló kondenzátor időközönkénti gyors kisütéséről, hogy ez tudja felvenni az előbbinél kisebb csúcsok értékeit is.

A **párhuzamos csúcsátalakítóban** (5.21.a. ábra) a C kondenzátor kerül sorba, és a D dióda párhuzamba a kimenő R_o ellenállással. Az R_o megint nagy értékű, hogy $R_o C \geq 4T$.

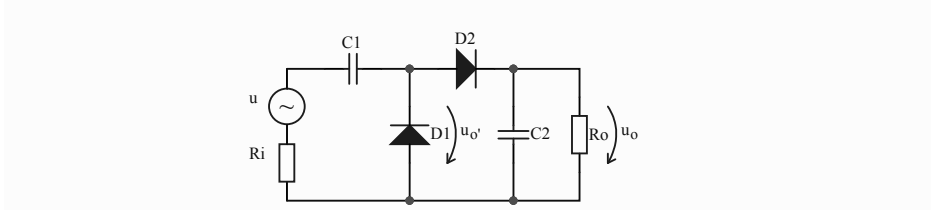


5.21. ábra. Párhuzamos diódás csúcs egyenirányító (a) és a feszültségek idődiagramjai (b)

A dióda u_o inverz feszültsége $u_o = u_c + u$, ami egyben az átalakító kimenőfeszültsége. A dióda csak akkor vezet, amikor $u_o \leq 0$, vagyis csakis az u negatív félhullámán. Ha követjük az idődiagramokat (5.21.b. ábra), ahol $t = 0$ kezdeti időpontban $u_c = 0$, láthatjuk, hogy a D dióda vezet a (t_1, t_2) , (t_3, t_4) , (t_5, t_6) stb. intervallumokban, ahol $u_o \leq 0$. A kondenzátor elhanyagolható kisülése miatt néhány periódus után az u_c megállapodik az u negatív félhullámának a csúcserékénél (a rajzon a szaggatott vonalú félhullám). Így $u_o \geq 0$ és ez a zero és U_{pp} csúcs-csúcseréké között folyamatosan

változik. Ha az u jelforrásnak nincs egyenösszetevője, akkor u_o -t átvive egy aluláteresztő szűrőn, ennek kimenetén egy U_{cs}^- negatív csúcsértékkel arányos egyenfeszültséget kapunk.

Magától adódik a lehetőség, hogy beiktatva előbb egy párhuzamos csúcs átalakítót és utána sorban egy soros csúcsátalakítót csúcs-csúcsérték átalakítót kapunk (5.22. ábra).



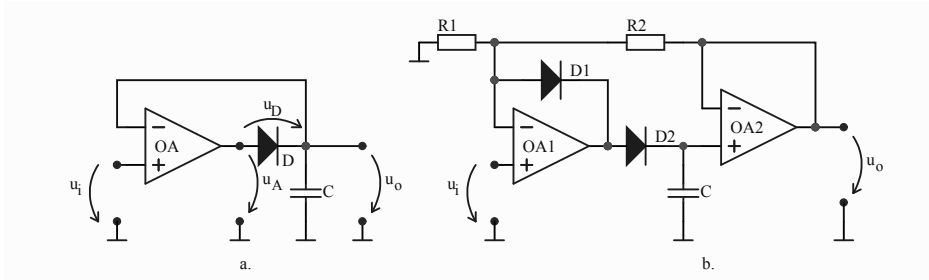
5.22. ábra. Diódás csúcs-csúcs átalakító

Amint az előbbieken leírtuk, a párhuzamos csúcsátalakító az 5.21.b. ábrán látható u_o feszültséget állítja elő, ami U_{pp} amplitúdójú, csak pozitív hullám, és ezután a soros csúcsátalakító az 5.20.b. ábra szerint a hullám csúcsán megállapodó feszültséget állítja elő, így:

$$u_o = U_{pp} = U_{cs}^+ + |U_{cs}^-|. \quad (5.29)$$

Miután bemutattuk az egyszerű diódás csúcsátalakítókat, amelyekben egyenirányító diódák vannak, meg kell jegyezzük, hogy a diódák nem nyitnak (kezdenek vezetni) $u_D = 0$ értéknél, hanem csak $u_d \geq U_t$ küszöbfeszültség fölött (U_t – threshold), ami a szokványos diódáknak kb. $U_t = (0,1 \dots 0,6)$ V. Ez azt jelenti, hogy az eddig bemutatott csúcsátalakítók nem lineárisak, legalábbis a kis bemenőfeszültségeknél. Ez a nemlinearitás kiküszöbölhető műveleti erősítők közbeiktatásával (5.23. ábra). A lineáris csúcsátalakító alapkapcsolása (5.23.a. ábra) a soros csúcsátalakító szerint működik, de a D diódát a negatív visszacsatoló hurokba foglaljuk. Ha $u_o = 0$ értéken van (de az érvelés érvényes bármely u_o -ra) és u_i bemenő (jel) feszültség is nullától indul, a kérdés a következő: u_i mely értékére kezd vezetni a dióda? Látjuk, hogy $u_D = u_A - u_o$. Ameddig az u_D nem éri el a dióda küszöbfeszültségét (U_t), addig a negatív visszacsatolás nem működik, tehát az OA műveleti erősítő nyílt hurokban van (erősítése A_0). A dióda nyitási feltétele:

$$u_D = u_A = A_0 \cdot u_i \geq U_t,$$



5.23. ábra. Lineáris csúcsérték egyenirányítók egységnyi (a) és egység fölötti erősítéssel (b)

ahonnan

$$(u_i)_{\text{nyitás}} = \frac{U_t}{A_0} = \frac{(0, 1 \dots 0, 6)V}{50000} = (2 \dots 12)\mu V,$$

tehát a dióda vezetni kezd már mikrovolt bemenőfeszültség-feleslegre, így a vezetés beáll gyakorlatilag $u_i - u_o = 0$ feltétel mellett. A diódánál kiküszöböltük az U_t küszöbfeszültség nemlineáris befolyását. Ennél a csúcs-átalakítónál $u_o = U_{cs}^+$.

Ha az egységnél nagyobb szorzótényezőt akarunk, akkor a kapcsolásba illesztünk egy második OA2 műveleti erősítőt, amely követőerősítőként szerepel. Az R_1 és R_2 ellenállásokkal létrehozuk az egész erősítőn átívelő visszacsatolást, amely egy neminvertáló erősítő lesz. Mivel a D2 dióda és a C kondenzátor elvégzik a csúcsérték képzését, a kimenőfeszültség

$$u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{cs}^+, \quad (5.30)$$

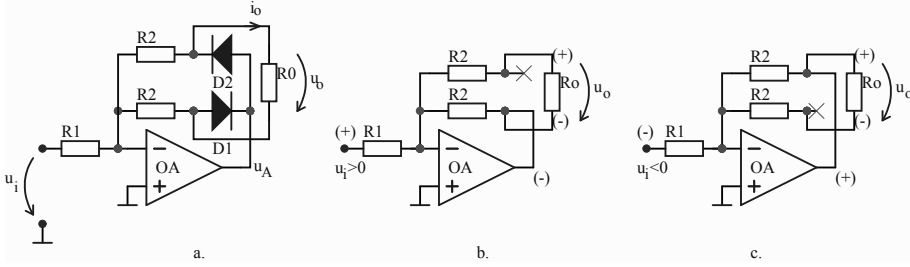
ahol U_{cs}^+ az u_i feszültség pozitív csúcsértéke.

Ha a D1, 2 diódák irányítását megfordítjuk, akkor a kapcsolás az (5.30) képletben U_{cs}^- negatív csúcsértéket fogja előállítani.

5.3.2. Lineáris középérték-egyenirányítók

Egy u jel abszolút középértékét diódás, egy- vagy kéthullámú egyenirányítóval (és aluláteresztő szűréssel) tudjuk előállítani. A diódák nyitása csak az U_t küszöbfeszültség fölött skála eleji nemlinearitást okoz (ezt különben a túmutatós műszereknél a skála beosztásával lehet figyelembe venni).

Elektronikus mérőműszerekben (főleg ha digitális a műszer) nem lehet a nemlinearitást a skála beosztásával megjeleníteni, ezért lineáris középérték-átalakítókát fejlesztettek ki, amelyek közül az egyik egyszerűbb kapcsolást az 5.24. ábrán mutatjuk be.



5.24. ábra. Kéthullámú lineáris középérték-átalakító lebegő kimenettel

A $D1$ és $D2$ egyenirányító diódák a visszacsatolás hurokban vannak; így nyitnak (vezetni kezdenek) u_i mikrovoltnyi értékétől. A működés megmagyarázása céljából különválasztottuk az egyenirányítandó u_i feszültség két félhullámát, úgy, hogy a kimenetre kapcsolódó R_0 ellenállás nagy, ezáltal a kimenő i_0 áram elhanyagolható a műveleti erősítő visszacsatolási hurokjában létező áramához képest.

- Pozitív félhullám (5.24.b. ábra): $u_i > 0$, OA kimenete $u_A < 0$, $D1$ vezet, $D2$ zárt, így R_0 felső kapcsán $0V$, alsó kapcsán $-\frac{R_2}{R_1}u_i$ (ez negatív) feszültség van, így a kimenőfeszültség:

$$u_0 = 0 - \left(-\frac{R_2}{R_1}u_i \right) = \frac{R_2}{R_1}u_i. \quad (5.31)$$

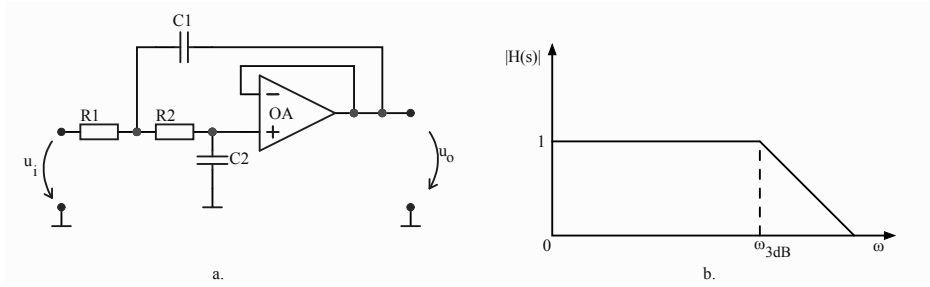
- Negatív félhullám (5.24.c. ábra): $u_i < 0$, $u_A > 0$, $D2$ vezet, $D1$ zárt, R_0 felső kapcsán $-\frac{R_2}{R_1}u_i$, alsó kapcsán $0V$ van, így a kimenőfeszültség:

$$u_0 = -\frac{R_2}{R_1}u_i - 0 = -\frac{R_2}{R_1}u_i, \quad (5.32)$$

ami ellenben pozitív feszültség, hisz $u_i < 0$.

Végeredményben az átalakító kimenetén az $u_0 = \frac{R_2}{R_1}|u_i|$ egyenirányított feszültséget kapjuk. Az u_0 (egyenirányított pulzálófeszültség) még át kell haladjon egy aluláteresztő szűrőn (K_f – szűrő csillapítása/erősítése) ahhoz, hogy előállítsuk az u_i abszolút középértékét. A szűrő kimenete:

$$U_f = K_f \cdot U_{0k} = K_f \cdot \frac{R_2}{R_1}U_{ik}.$$



5.26. ábra. Aluláteresztő aktív Butterworth-szűrő

Mivel $s = j\omega$, elemezhetünk két szélső esetet:

- zérus frekvencián (egyenáram) $\omega = 0$, $s = 0$, akkor $H(s)|_{s=0} = 1$.
- végtelen frekvencián $s \rightarrow \infty$ és akkor $H(s) = 0$.

A $H(s) = 1$ az áteresztő sávot jelenti, a 3 dB-es törési frekvencia pedig $\omega_{3\text{ dB}} = \frac{1}{RC}$, ha a paraméterek értékeit a következőképpen választhatjuk meg: $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = \sqrt{2}C$; $C_2 = \frac{C}{\sqrt{2}}$.

Az átviteli függvény modulusának a frekvenciafüggését az 5.26.b. ábrán láthatjuk.

A $H(s) = 1$ frekvenciatartományban a bemenőjel teljesen áthalad a szűrőn és a kimeneten ezt találjuk. A törési pont feletti frekvenciasávban található bemeneti jelkomponenseket a szűrő nem engedi át. Ha az $\omega_{3\text{ dB}}$ törési frekvenciát úgy választjuk meg, hogy az u_i bemenőfeszültség spektrumában szereplő legkisebb frekvencia alatt helyezkedjen el, akkor a szűrő kimenetén csak az u_i egyenkomponensét, vagyis a középvértékét találjuk. Ha u_i már egyenirányított ($u_i = |u_i(t)|$), akkor a szűrő után az

$$U_o = \frac{1}{T} \int_T |u_i(t)| dt = U_k$$

abszolút középvértéket kapjuk.

5.3.3. Lineáris effektívérték-átalakítók

Az $u(t)$ jel effektív értékét matematikailag négyzetes középvértékkel fejezzük ki:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T u^2(t) dt}. \quad (5.35)$$

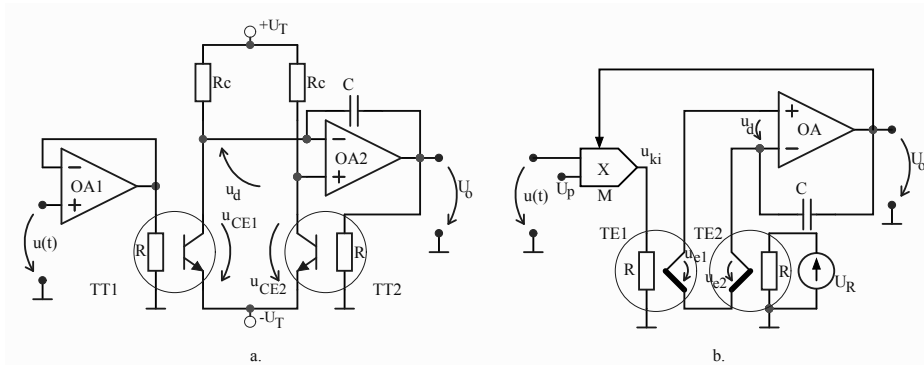
Egy időben változó $i(t)$ áram effektív értékét (I) a fizikában található meghatározással is megfogalmazhatjuk: egy $i(t)$ áram effektív értéke egyenlő azzal az I_{DC} árammal, amely ugyanakkora ellenálláson ugyanazt a hőrt termeli. A Joule-hatás (az áram hőhatása) alapján tehát:

$$RI^2 = RI_{DC}^2 \implies I = I_{DC}. \quad (5.36)$$

Ez az effektív érték termikus meghatározása.

E két meghatározásnak megfelelően fejlesztettek ki effektívérték-átalakítókat (RMS – Root Mean Square Converter), amelyek a bemeneti $u(t)$ változó feszültséget egy ennek az effektív értékével arányos U_o egyenfeszültséggé alakítják. A következőkben bemutatunk két-két példát az integrált áramkörgyártók által használt kapcsolásokból.

Az effektív érték termikus meghatározásán alapszik a termotranzisztoros és a termoelemes kivitelezés (5.27. ábra):



5.27. ábra. Termotranzisztoros (a) és termoelemes (b) RMS-átalakítók

A $TT1,2$ **termotranzisztorok** bipolárisak, ahol a bázisnak nincs kivezetett kapcsa, a tranzistoráramot (ugyanakkor az U_{CE} kollektor-emitter feszültséget) az R fűtőellenállás hőmérséklete határozza meg (5.27.a. ábra). A kapcsolásban két azonos felépítésű tranzisztor található, amelyek kollektorait az egyenáramban nyílt hurokban beiktatott $OA2$ műveleti erősítő bemeneti kapcsaira csatolják. Annyit meg lehet jegyezni, hogy ha a termotranzisztor hőmérséklete nő állandó I_C áram mellett, akkor U_{EC} csökken. Ennek megfelelően van bekötve a $TT1$ kollektora az $OA2$ invertáló bemenetére, míg a $TT2$ kollektora a nem invertáló bemenetére. A lényeg az, hogy az U_o kövesse a bemeneti feszültség effektív értékének a változását.

A kapcsolás stabil állapotban van, amikor $u_d = u_{CE2} - u_{CE1} = 0$. Ekkor a két termotranzisztor egyenlő hőmérsékleten van, tehát felírhatjuk:

$$\frac{U^2}{R} = \frac{U_o^2}{R} \implies U_o = U, \quad (5.37)$$

ahol U a bemenő $u(t)$ effektív értéke, az U_o pedig egyenfeszültség.

Ha pl. U értéke nő, $\frac{U^2}{R}$ nő, erre u_{CE1} csökken, tehát $u_d > 0$, aminek következtében tranziens átmeneti folyamat lép fel, mely által U_o növekedésre kényszerül, ami helyes, hisz U_o is fel kell nőjön az új U értékre. A lépcsőszerű feszültségugrások elkerülése céljából OA2 negatív visszacsatolását egy C kapacitáson keresztül oldják meg, amely integráló hatásával elnyomja a kimenet ugrásszerű (instabil) változását.

A másik hőhatáson alapuló *RMS* átalakító (5.27.b. ábra) *TE1, 2 hőelemeket* (termoelem) használ. Amint később, a hőérzékelőknél bemutatjuk, a hőelem a melegpont (két különböző fém összeragasztási pontja) és a hidegpont (a fémcsálak szabadon hagyott végei) közötti hőmérséklet-különbség $U_e = K_t(t_{meleg} - t_{hideg})$ elektromotoros feszültséget termel. A termoelemes effektívérték-érzékelőnél a mérendő $u(t)$ feszültséget az M szorzó (multiplikátor) egyik bemenetére kapcsoljuk (a másik szorzó bemenetre egy állandó $U_p > 0$ feszültséget), míg az osztó bemenetére az U_o kimenőfeszültség kerül. A szorzó kimenetén:

$$u_{ki} = k \frac{U_p \cdot u(t)}{U_o}$$

feszültség keletkezik, ahol k a szorzó állandója. Ez a feszültség táplálja a *TE1* R fűtőellenállásán az áramot. Másrészt a *TE2* hőelem R fűtőellenállását U_R referenciafeszültségről táplálják. A két termoelem azonos felépítésű. Stabil állapotban az *OA* műveleti erősítő bemenetén a differenciális U_d feszültség nulla, így felírhatjuk

$$\frac{U_{ki\ eff}^2}{R} = \frac{U_R^2}{R}, \text{ vagyis}$$

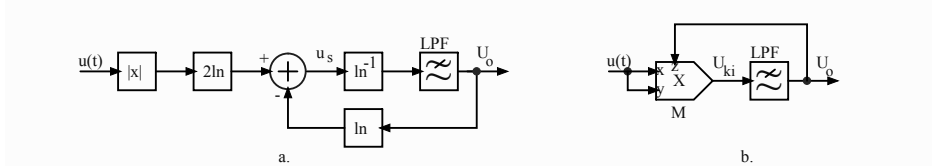
$$k^2 \cdot U_p^2 \cdot \frac{U^2}{U_o^2} = U_R^2,$$

ahol az U a bemenőfeszültség effektív értéke. A kifejezésből kapjuk:

$$U_o = \frac{kU_p}{U_R} \cdot U = K_u \cdot U, \quad (5.38)$$

tehát a kimeneten az U effektív értékkel arányos egyenfeszültséget kapunk.

A matematikai meghatározáson [(5.35) képlet] alapuló effektívérték-átalakítóra szintén két megoldás elvi tömbvázlatát és működését mutatjuk be (5.28. ábra).



5.28. ábra. Matematikai műveleteken alapuló RMS átalakító

Az első változat **logaritmáló és exponenciáló** elemeket tartalmaz (5.28.a. ábra). Ezeken kívül a tömbvázlatban még szerepel egy $|x|$ abszolútérték-átalakító (lineáris két félhullámú egyenirányító) és egy aluláteresztő LPF szűrő (Low Pass Filter). Az összegező (sumátor) kimenetén az

$$u_s = \ln |u(t)|^2 - \ln U_o$$

alakul ki, ami az \ln^{-1} exponenciálótömbön és az aluláteresztő szűrőn áthaladva adja:

$$U_o = \int_t \ln^{-1} \left(\ln \frac{|u(t)|^2}{U_o} \right) dt = \int_t \frac{|u(t)|^2}{U_o} dt.$$

U_o nem időfüggő (egyenfeszültség), ezért következik

$$U_o^2 = \int_t |u(t)|^2 dt$$

és

$$U_o = \sqrt{\int_t |u(t)|^2 dt} = kU. \quad (5.39)$$

A kimeneten a bemeneti feszültség effektív értékével arányos egyenfeszültséget kapunk, k a jelcsatornán közbejövő állandókat tartalmazza.

A második matematikai műveleteken alapuló RMS átalakító (5.28.b. ábra) lényegében egy M szorzót (amelyik xy/z műveletet végez el) és aluláteresztő szűrőt tartalmaz. A szorzó kimenetén létrejövő feszültség

$$u_{ki} = k \frac{xy}{z} = k \frac{u^2(t)}{U_o},$$

amelyet az LPF szűrőn átviszünk és

$$U_o = K_f \int_t k \frac{u^2(t)}{U_o} dt = \frac{K_f k}{U_o} \int_t u^2(t) dt.$$

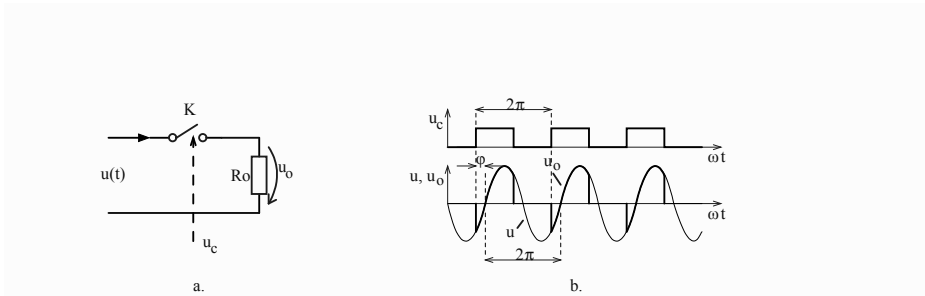
Innen következik a kimenő egyenfeszültség

$$U_o = \sqrt{K_f k} \sqrt{\int_t u^2(t) dt} = K_u \cdot U, \quad (5.40)$$

tehát megint U_o a mérendő jel effektív értékével arányos egyenfeszültség.

5.4. Fázisérzékeny egyenirányítók

Mérőeszközökben adódik olyan helyzet, amikor a váltófeszültség egyenirányítása nem ad elegendő információt, pl. egy induktív/kapacitív érzékelő elmozdulási irányáról, egy mechanikai megnyúlás előjeléről (nyúlás/zsugorodás), mind amellet, hogy adja a mérendő mennyiség értékét. Ilyen és más hasonló esetben szükség van olyan egyenirányító eszközre, amely a mérendő váltófeszültség és egy adott referenciasfeszültség (szintén váltó, ez a vezérlőjel) fáziskülönbségére is pontos adatot szolgáltat. Erre a célra fejlesztették ki a **fázisérzékeny egyenirányítókat**, más néven **szinkron-detektorokat**.

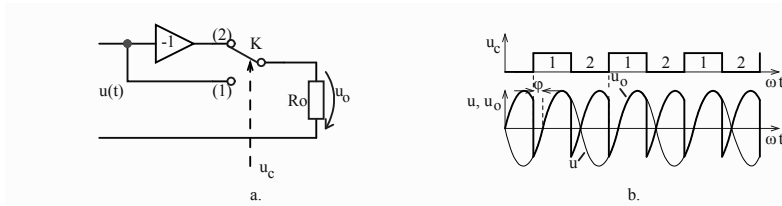


5.29. ábra. Egy félhullámú szinkron-detektor elvi felépítése (a) és működése (b)

Az 5.29.a. ábrán egy félhullámú fázisérzékeny egyenirányító egyszerű elvi rajzát adtuk meg: a mérendő $u(t)$ jel (feszültség) egy K kapcsolón át jut a kimenetre (R_o terhelés), amelyet egy u_c vezérlőjel (c – Control) kapcsol

be és ki. $u(t)$ és $u_c(t)$ frekvenciája azonos, közöttük φ fáziskülönbség van. Az $u_o = u(t)$ amíg a kapcsoló bekapcsolt és $u_o = 0$, amikor kikapcsol. Az 5.29.b. ábrán látható a vezérlőfeszültség (ez általában nem szinuszos, hanem négyszögjel) és az eredeti $u(t)$ jelalak, valamint ami ebből jut az u_o kimenetre. Egyszerűség céljából az $u(t)$ jelet szinuszosnak vettük: $u = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi)$, ha az u_c -t fázisreferenciának vesszük. Látjuk, hogy a kimenetre az $u(t)$ -ből mind pozitív, mind negatív feszültségrész is kerül. A kimenő hasznos információ az u_o középvértéke, amit egy periódusra terjedő integrállal számolunk ki:

$$\begin{aligned} U_{ok} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi) d\omega t = \frac{\sqrt{2}U}{2\pi} (-\cos(\omega t + \varphi)) \Big|_0^\pi = \\ &= \frac{\sqrt{2}U}{2\pi} (-\cos(\pi + \varphi) + \cos \varphi) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \cos \varphi \end{aligned} \quad (5.41)$$



5.30. ábra. Két félhullámú fázisérzékeny egyenirányító vázlata

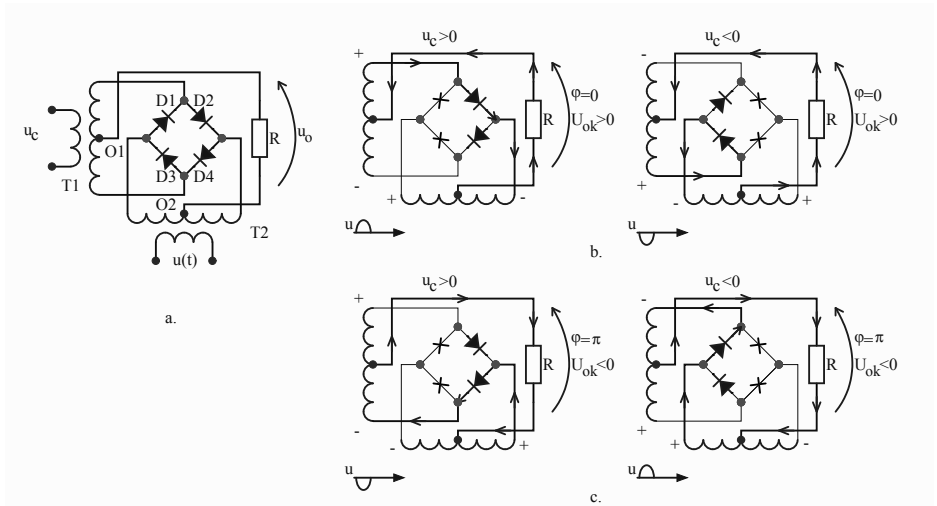
Ha két félhullámú egyenirányítót akarunk létrehozni, akkor az $u(t)$ jelet egy kéthelyzetű K kapcsolóval visszük a kimenetre (5.30.a. ábra): a K (1) helyzetében az $u(t)$ jel kerül a kimenetre, a K (2) helyzetében a $[-u(t)]$ jel. A kapcsolás működésének megfelelő feszültségek idődiagramján (5.30.b. ábra) az u_c vezérlő négyszögjelen feltüntettük a K kapcsoló 1-es vagy 2-es helyzetét. Könnyen megállapítható, hogy az u_o kimenőfeszültség értéke kétszerese lesz az (5.41) egyenleti értéknél:

$$U_{ok} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \cos \varphi. \quad (5.42)$$

Az (5.41) és (5.42) képletekből látjuk, hogy az U effektív érték mellett a fáziskülönbség koszinusza által a mérendő jelről adalékos információt kapunk. A gyakorlatban három sajátságos eset fordul elő a leggyakrabban [tekintsük az (5.42) képletet]:

- $\varphi = 0$ (a jel fázisban van a vezérlő u_c -vel): $U_{ok} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U = U_{kmax}$
- $\varphi = \frac{\pi}{2}$; $U_{ok} = 0$. Ekkor mondjuk, hogy $u(t)$ kvadratúrában van (derékszög fáziskülönbség) a vezérlő u_c -hez viszonyítva;
- $\varphi = \pi$ (az u jel ellenfázisban van a vezérlő u_c -vel), ekkor $U_{ok} = -\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U = -U_{kmax}$ (negatív érték).

A fázisérzékeny egyenirányítók közül talán a legelső és a leggyakoribb volt (ma is használják) a **gyűrűdióda** hidas kapcsolás (5.31.a. ábra). Hosszú

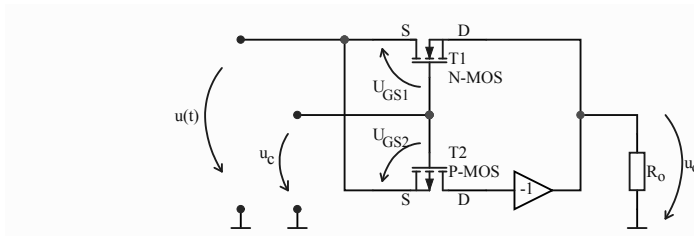


5.31. ábra. Gyűrűdióda hidas kapcsolásos fázisérzékeny egyenirányító (a) és az áramok útjai $\varphi = 0$ (b) és $\varphi = \pi$ (c) esetekben

magyarázat helyett, a jobb megértés céljából az 5.31.b. és 5.31.c. ábrákon elemezzük az áramok útjait $\varphi = 0$ és $\varphi = \pi$ esetekben, lebontva az u_c vezérlő feszültség pozitív és negatív félhullámára. Kezdetből le kell szögezzük, hogy a kapcsolás akkor működik, ha a vezérlőfeszültség bármely pillanatban nagyobb a mérendő jelnél. Ezért általában u_c -nek négyszögjelet használunk, amelynek amplitúdója nagyobb $u(t)$ amplitúdójánál (nyilván a transzformátorok szekunderében), vagyis $U_{cmax} > U_{max}$. Ebben a helyzetben a gyűrűdiódás hidas kapcsolásban a diódák nyitását (áramvezető állapot) vagy zárását kizárólag a vezérlő u_c feszültség állítja be. Amikor $u_c > 0$ (a T1 transzformátor szekunder tekercsén fent pozitív a kapocs), akkor a D2 és D4 diódák vezetnek (D1 és D3 zárnak), míg $u_c < 0$ esetben a D1 és D3 diódák vezetnek és a D2, D4 zárva maradnak.

A $\varphi = 0$ állapotban a $T1$ szekunder felső kapcsa azonos polaritású a $T2$ bal oldali kapcsával, míg $\varphi = \pi$ helyzetben a $T1$ szekunder felső kapcsa és $T2$ bal oldali kapcsa ellentétes polaritásúak. Az 5.31.b. ábrán ($\varphi = 0$) láthatjuk, hogy mindkét félhullámra a kimenő feszültség középértéke pozitív (R_0 -n az áram lentől felfele folyik), míg az 5.31.c. ábrán ($\varphi = \pi$) látható, amint mindkét félhullámra a kimenőfeszültség $U_{ok} < 0$ (az áram mindkét félhullámkor fentről lefele folyik az R_0 -n).

Egy másik tranzisztorkapcsolós fázisérzékeny egyenirányító az 5.32. ábrán látható, ahol az 5.30. ábrán látható K kapcsolót két térvezérlésű



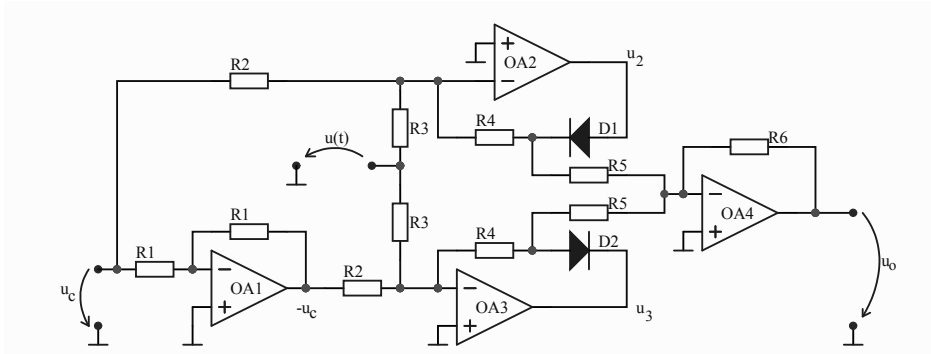
5.32. ábra. MOS-FET kapcsolós két félhullámú fázisérzékeny egyenirányító

MOS-FET tranzisztorttal valósítjuk meg. Az $U_{cmax} > U_{max}$ itt is érvényes. A $T1$ tranzisztor n csatornás, ez $U_{GS} > U_t$ pozitív vezérjelre vezet [U_t a tranzisztor kapu (Gate)–forrás (Source) küszöbfeszültsége], míg a $T2$ tranzisztor p csatornás és ez $U_{GS} < -U_t$ negatív vezérjelre vezet. Így amikor $u_c > 0$, akkor a $T1$ fog vezetni és az $u(t)$ jel a kimenetre jut, amikor $u_c < 0$, akkor a $T2$ vezet és a kimenetre $-u(t)$ jel kerül (a -1 erősítés miatt). Könnyen belátható, hogy két félhullámú egyenirányítás történik. Az u_o kimenő feszültség az (5.42) képlet szerinti értékű. Nyilván az (5.42) középértéket azután kapjuk meg, miután az $u_o(t)$ feszültséget aluláteresztő szűrőn keresztül továbbítjuk.

Hogy a kép teljesebb legyen, az 5.33. ábrán bemutatunk egy lineáris, nagy pontosságú fázisérzékeny egyenirányítót, amely csak egy félhullámú, de ezt átláthatóan lehet elemezni. Kis módosítással egy félhullámúból két félhullámú kapcsolást kaphatunk.

Az OA1 műveleti erősítő csak fázisfordító (bemeneten u_c kimeneten $-u_c$). Az egyenirányító diódák az OA2 és OA3 műveleti erősítők visszacsatoló hurokjaiban vannak, így biztosított a lineáris működés. A diódák nyitása/zárása csak az u_c vezérlőjeltől függ (itt is érvényes $U_{cmax} > U_{max}$):

- amikor $u_c > 0$, mind a két dióda zárva marad (nem vezet), így $u_2 = 0$, $u_3 = 0$, és ez félperiódusra érvényes,



5.33. ábra. Egy félhullámú nagy pontosságú lineáris fázisérzékeny egyenirányító

- amikor $u_c < 0$, mind a két dióda vezet, és a két műveleti erősítő kimenetén a feszültségek:

$$\begin{aligned} u_2 &= -R_4 \left(\frac{u_c}{R_2} + \frac{u(t)}{R_3} \right) \\ u_3 &= -R_4 \left(-\frac{u_c}{R_2} + \frac{u(t)}{R_3} \right). \end{aligned} \quad (5.43)$$

Ez a két feszültség áramösszegzéssel megjelenik az OA4 kimenetén:

$$\begin{aligned} u_o &= -R_6 \left(\frac{u_2}{R_5} + \frac{u_3}{R_5} \right) = \frac{R_6}{R_5} R_4 \left(\frac{u_c}{R_2} + \frac{u(t)}{R_3} - \frac{u_c}{R_2} + \frac{u(t)}{R_3} \right); \\ u_o &= \frac{2R_4 R_6}{R_3 R_5} \cdot u(t). \end{aligned} \quad (5.44)$$

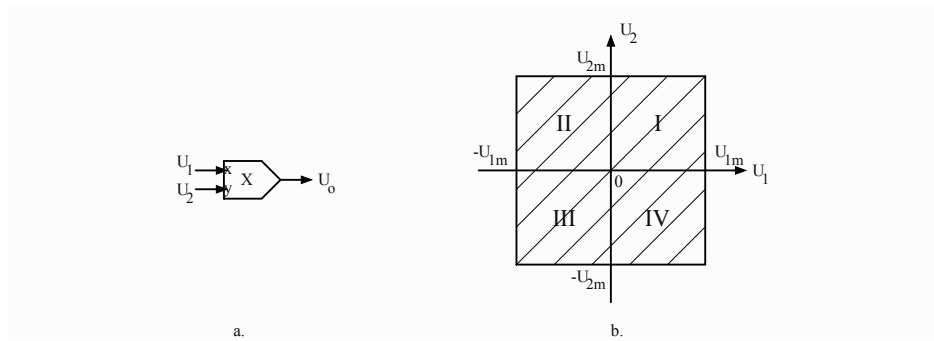
Az u_o feszültség egy fél periódust tart. A kapcsolásban az egyenirányító egység kétszer jelenik meg (OA2 és OA3), de ez szükséges, hogy az u_o (5.44) kifejezésében ne jelenjen meg az u_c vezérlőfeszültség. A kimenő időben változó u_o -t aluláteresztő szűrőn vesszük át, hogy kapjuk az U_{ok} középfértéket.

5.5. Analóg szorzók-multiplikátorok

A méréstechnikában néha szükséges két analóg jel szorzatát előállítani, mert így jutunk el a mérendő mennyiség méréséhez. Az eddigiekben már megismertünk két analóg szorzót:

- elektrodinamikus műszer, amely elektromechanikus szorzó és $u \cdot i$ szorzat elvégzésére használjuk (wattmérő);
- Hall érzékelős elektromágneses szorzó, amely $B \cdot i_c$ szorzatot végez el, és használjuk ampermérő felépítésében ($i_c = \text{áll}$), wattmérőben ($B \sim u$, $i_c \sim i$), teslamérőben ($i_c = \text{áll}$).

Mind a méréstechnika (műszerekben, mérőláncokban), mind az elektronika (modulációk, heterodin) használnak elektronikus szorzó áramköröket. Mérés láncokba építésük pontosságot igényel, így a következőkben ezen a területen használatos szorzókat tárgyaljuk.



5.34. ábra. a) Elektronikus szorzó és b) a működés lehetséges négy negyede

Egy szorzó (multiplikátor) elvileg két feszültséget szoroz össze, és a kimenet szintén feszültség (5.34.a. ábra):

$$U_o = kU_1U_2, \quad (5.45)$$

ahol k mértékegysége V^{-1} . Pl. ha $U_1 \in [0, 10]V$, $U_2 \in [0, 10]V$, ahhoz, hogy a kimeneten is $U_o \in [0, 10]V$ feszültséget kapjunk, az állandó $k = 0,1V^{-1}$ kell legyen. A bemenőfeszültségek lehetnek pozitívak vagy negatívak, ettől függően a szorzót egynegyedes (I), kétnegyedes (I és II) vagy négynegyedes (I, II, III és IV) szorzónak nevezzük. A szorzat az 5.34.b. ábrán látható negyedek valamelyikében található. A szorzók hibáját elemezhetjük az (5.46) kifejezés alapján:

$$\Delta U_o = U_1U_2\Delta k + kU_1U_{2o} + kU_{1o}U_2 + U_{off} + \Delta f(U_1, U_2) + U_{oz}, \quad (5.46)$$

ahol Δk az átviteli tényező hibája, U_{1o} és U_{2o} a bemenetek ofszetje, U_{off} a kimenet ofszetje, $\Delta f(U_1, U_2)$ nemlinearitási hiba és U_{oz} a kimenetre viszonyított zajok okozta hiba. Az utolsó két tényező kivételével a másik négy tényező kiküszöbölhető kompenzációs eljárásokkal.

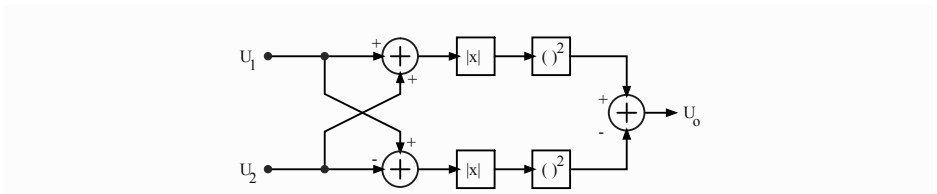
Az analóg multiplikátorokat több elméleti elképzelés szerint kivitelezik, amelyekből néhányat bemutatunk.

5.5.1. Kvadratikus szorzók

Ez a szorzó egy elemi matematikai képletet modellez:

$$U_1 U_2 = \frac{1}{4} [(U_1 + U_2)^2 - (U_1 - U_2)^2]. \quad (5.47)$$

Az (5.47) képletnek megfelelő tömbvázlat az 5.35. ábrán látható. A szer-



5.35. ábra. Négyzetes szorzó tömbvázlata

kezet összegzőket (szumátorok), abszolút érték képzőket (két félhullámú középérték egyenirányítók, aluláteresztő szűrés nélkül) és négyzetre emelőköt (diódákkal felépített parabolafüggvény megközelítése szakaszokkal) tartalmaz. A szorzó működése nyilvánvaló. Az abszolút érték képzőkkel négynegyedes szorzókat lehet kivitelezni. Az alkalmazott megközelítések miatt a szorzó mérsékelt pontosságú (0,2...1%), de elég magas frekvenciasávja lehet (akár 2 MHz-ig).

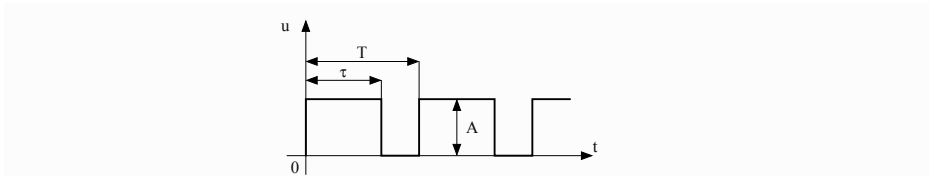
5.5.2. Impulzusmodulációs szorzó

Egy derékszögű T állandó periódusú impulzussorozat (5.36. ábra) középértéke:

$$\bar{U}_1 = \frac{1}{T} \int_T u dt = \frac{1}{T} \int_0^\tau A dt = \frac{A\tau}{T}. \quad (5.48)$$

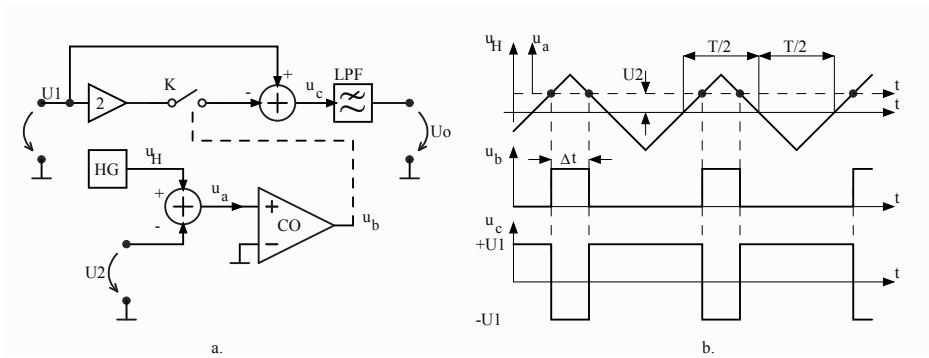
Ha az impulzus szélességét arányossá tudjuk tenni egy szorzandó U_1 feszültséggel ($\tau = k_1 U_1$) és az amplitúdót a másik szorzó tényezővel ($A = k_2 U_2$), akkor az (5.48) képletből az

$$\bar{U} = \frac{k_1 k_2}{T} U_1 U_2 = K U_1 U_2$$



5.36. ábra. Az impulzusmoduláció elvi alapja

összefüggést kapjuk, ami azonos az (5.45) alapösszefüggéssel. Amint látjuk, az eljárás az impulzus amplitúdó- és szélességmodulációjával jár. Az 5.37.a. ábrán az impulzusmodulációs multiplikátor egy megvalósítási tömbvázlatát mutatjuk be.



5.37. ábra. Impulzusmodulációs szorzó tömbvázlata (a) és a feszültségek idődiagramjai (b)

A szimmetrikus háromszög generátor HG olyan háromszög alakú feszültséget állít elő, amelynek pozitív és negatív csúcértékei egyenlőek, valamint az élek iránytényezői is egyenlő értékűek.

A szorzó működését az 5.37.b. ábrán felvázolt idődiagramokon is követhetjük. Az egyszerűsítésért feltételezzük, hogy a két szorzandó feszültség pozitív. Amikor az u_H háromszögből kivonjuk az U_2 feszültséget, akkor gyakorlatilag az (u_H, t) tengelyrendszer elmozdul az (u_a, t) tengelyrendszerbe, amely függőlegesen U_2 -vel van eltolva. Az u_a és a testpotenciál összehasonlítása után (a CO komparátorral) Δt szélességű u_b feszültség

keletkezik, amely a K kapcsolót kapcsolja be és ki: Δt időtartamra K bekapcsolt, a többi időben kikapcsolt állapotban van. A Δt idő a

$$\frac{T}{2} - \Delta t = k_a U_2. \quad (5.49)$$

(5.49) képlet szerint függ az U_2 feszültségtől (látható, ha $U_2 = 0$, akkor $\Delta t = T/2$).

Ezáltal a második összegezőből kijövő u_c feszültség:

– Δt időintervallumban:

$$u_c = U_1 - 2U_1 = -U_1;$$

– $T - \Delta t$ időintervallumban:

$$u_c = U_1.$$

Az u_c idődiagramját az 5.37.b. ábrán követhetjük. Az u_c feszültség középértékét aluláteresztő LPF szűrő után kapjuk meg (k_f a szűrő átviteli állandója):

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{k_f}{T} \int_0^T u_c dt = \frac{k_f}{T} \left(\int_0^{T-\Delta t} U_1 dt + \int_{T-\Delta t}^T (-U_1) dt \right) = \\ &= \frac{k_f}{T} U_1 (T - \Delta t - T + T - \Delta t) = \frac{k_f}{T} U_1 (T - 2\Delta t) = \\ &= \frac{2k_f}{T} U_1 \left(\frac{T}{2} - \Delta t \right) = \frac{2k_f}{T} k_a U_1 U_2 = K U_1 U_2. \end{aligned} \quad (5.50)$$

Ez a típusú szorzó egyike a legpontosabbaknak, amit gyakran használnak mérőkészülékekben ($\varepsilon = 0,05 \dots 0,2 \%$), csak a frekvencia sávszélessége nem túl nagy (legtöbb 100 kHz).

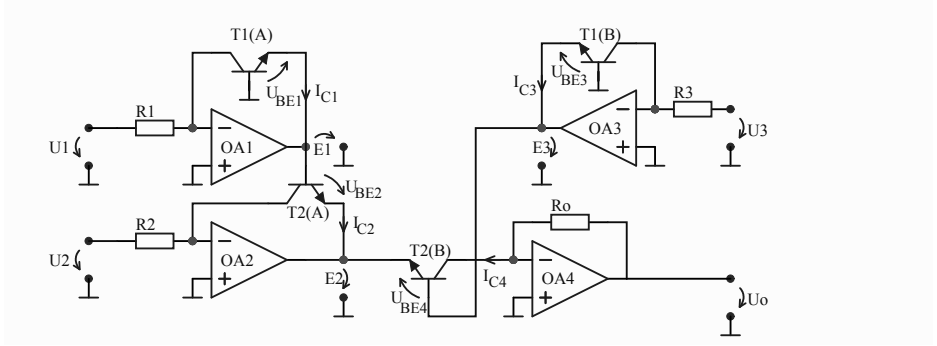
5.5.3. Logaritmus és exponenciáló erősítővel működő szorzó

Egy másik egyszerű képlet, amely két feszültség szorzatát adja:

$$U_1 U_2 = e^{\ln U_1 + \ln U_2}. \quad (5.51)$$

Ha a képletet ilyen egyszerűen meg akarjuk valósítani, akkor két műveleti erősítővel kialakított, logaritmáló áramkört (5.9.b. ábra), egy összegzőt és egy szintén műveleti erősítő exponenciálót (5.9.a. ábra) kapcsolnánk mérőláncba.

De ez az eljárás a szorzásnál több műveletet is képes megvalósítani, így osztási műveletet is. Tipikusan három bemenőfeszültségre a kimeneten $U_o = kU_1U_2/U_3$ művelet szerinti eredményt kapunk. Erre tekintsük az 5.38. ábrán látható négy műveleti erősítős kapcsolást. Három műveleti erő-



5.38. ábra. Logaritmáló áramkörös szorzó/osztó

sító logaritmáló szerkezetben van, míg a negyedik exponenciálást végez el. A négy bipoláris tranzisztorból kettő-kettő izoterm párost alkot, miszerint $T1(A)$ és $T1(B)$ tranzisztorok közös hőmérsékleten vannak, míg $T2(A)$ és $T2(B)$ szintén közös (de lehet az első pártól eltérő) hőmérsékleten működnek.

A kapcsolat elemzésére a bipoláris tranzisztor kollektoráramának a bázis-emitter feszültséggel való (5.16) összefüggést használjuk, amit megismétlünk:

$$I_C = I_{C0} e^{\frac{qU_{BE}}{kT}}; \quad U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_{C0}}.$$

$E_{1,2,3}$ jelzést használtunk a megfelelő műveleti erősítők kimeneti feszültségeire. A három negatív visszacsatoló hurokban található tranzisztor kollektoráramai:

$$I_{C1} = \frac{U_1}{R_1}; \quad I_{C2} = \frac{U_2}{R_2}; \quad I_{C3} = \frac{U_3}{R_3}.$$

A kapcsolatban a $T1(A)$ és $T1(B)$ tranzisztorokra (ezek T_1 közös hőmérsékleten vannak, ugyanakkor $I_{C01} = I_{C03}$, párosított, azonos tranzisztorok) felírhatjuk:

$$E_1 = -U_{BE1} = -\frac{kT_1}{q} \ln \frac{U_1/R_1}{I_{C01}};$$

$$E_3 = -U_{BE3} = -\frac{kT_1}{q} \ln \frac{U_3/R_3}{I_{C01}}.$$

A két kifejezést kivonva kapjuk:

$$E_3 - E_1 = \frac{kT_1}{q} \ln \frac{U_1 R_3}{U_3 R_1}. \quad (5.52)$$

A másik, $T_2(A)$ és $T_2(B)$ tranzisztorpárra (ezek közös T_2 hőmérsékleten vannak és azonos paraméterűek, vagyis $I_{C02} = I_{C04}$) szintén felírhatjuk:

$$E_1 - E_2 = U_{BE2} = \frac{kT_2}{q} \ln \frac{U_2/R}{I_{C02}};$$

$$E_3 - E_2 = U_{BE4} = \frac{kT_2}{q} \ln \frac{U_o/R_o}{I_{C02}}.$$

A két egyenletet kivonva egymástól kapjuk:

$$E_3 - E_1 = \frac{kT_2}{q} \ln \frac{U_o R_2}{U_2 R_o}. \quad (5.53)$$

Ha egyenlővé tesszük az (5.52) és (5.53) egyenleteket és továbbá azt is feltételezzük, hogy $T_1 = T_2$ (a két tranzisztorpár izoterm környezetben működik), akkor kapjuk:

$$\frac{U_1 R_3}{U_3 R_1} = \frac{U_o R_2}{U_2 R_o},$$

ahonnan a kimenőfeszültség

$$U_o = \frac{R_o R_3}{R_1 R_2} \cdot \frac{U_1 U_2}{U_3} = K \frac{U_1 U_2}{U_3}. \quad (5.54)$$

Tehát a kapcsolással elérhető egy feszültség, amely arányos két bemenőfeszültség szorzatával és egy harmadik feszültség hányadosával. Könnyen észrevehető, hogy itt a K állandónak nincs mértékegysége (egyszerű valós szám), ugyanakkor ha egyik feszültséget állandó értékűnek választjuk (egy referencia U_R feszültség), akkor az (5.54) alapján következik:

$$- U_3 = U_R \implies$$

$$U_o = \frac{K}{U_R} \cdot U_1 U_2 = K_{sz} U_1 U_2,$$

vagyis egy szorzó áramkört eredményez;

$$- U_2 = U_R \implies$$

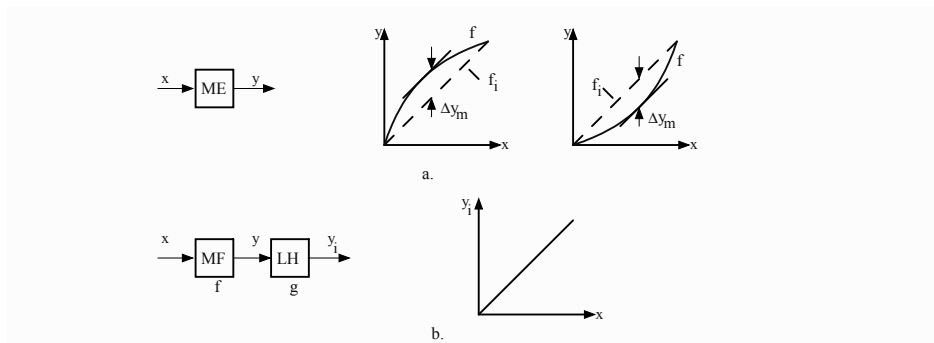
$$U_o = K U_R \frac{U_1}{U_3} = K_\sigma \frac{U_1}{U_3},$$

tehát egy analóg osztót kapunk.

Az ilyen szorzó/osztó áramkörök hibája (0,2...1)% között van, frekvenciasávjuk akár 1 MHz-ig is terjedhet.

5.6. Linearizáló áramkörök

A leggyakrabban egy mérőelem (eszköz) átviteli karakterisztikája [$y = f(x)$, ahol x a bemeneti és y a kimeneti mennyiség] ideális, ha ez lineáris, vagyis egy egyenest ábrázoló görbét ad, amelynek egyenlete $y = mx + n$. Ha $n = 0$, akkor az egyenes az origón halad át. Egy nemlineáris karakterisztikát lehet figyelembe venni pl. egy analóg műszer skálabeosztásával, de a linearitás gyakran követelmény. Ez még hangsúlyosabban fontos, ha az analóg jelet digitalizáljuk analóg-digitális átalakító segítségével, amely szigorúan lineáris eszköz. A nemlinearitásokat lehet esetleg a digitális feldolgozás során is javítani, de ez annyira bonyolítja a számítási algoritmusokat, hogy inkább még analóg alakjában igyekszünk a transzfer karakterisztikát lineárisra tenni.



5.39. ábra. Egy ME mérőelem nemlineáris karakterisztikája (a) és ennek kijávítása linearizáló hálózattal (b)

A mérőelem (érzékelő, átalakító, mérőhálózat) átviteli karakterisztikája ideálisan egy origón áthaladó egyenes (5.39.a. ábra), amely az $f_i(x) = mx$ egyenletet valósítaná meg. A valódi karakterisztika $f(x)$ eltérhet az ideáltól. Csak egyirányú eltéréssel számolva létezik konvex és konkáv karakterisztika. A mérőelem nemlinearitását százalékban szokták kifejezni (ε_l linearitási hiba)

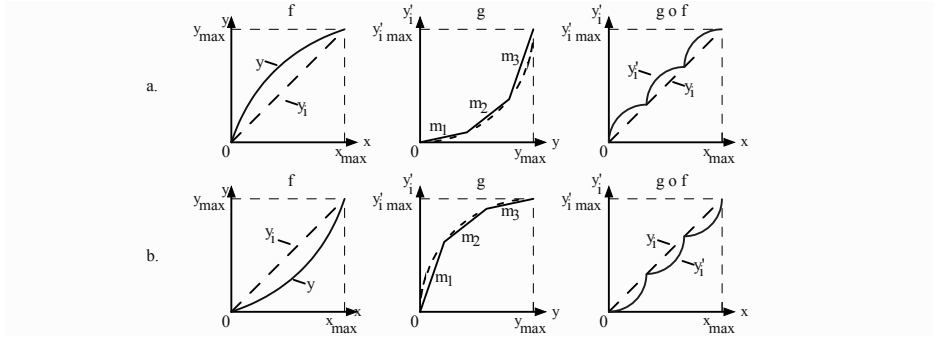
$$\varepsilon_l = \frac{\Delta y_m}{y_{max}} \cdot 100[\%], \quad (5.55)$$

ahol Δy_m a legnagyobb eltérés a valós és az ideális karakterisztika között (az Oy tengellyel párhuzamosan mérve).

A nemlinearitás kompenzálható egy LH linearizáló hálózat közbeiktatásával, $x \rightarrow f_i$ függvényt kell eredményezzen (5.39.b. ábra):

$$f_i(x) = (g \circ f)(x) = g(f(x)). \quad (5.56)$$

Egy konkrét $y = f(x)$ karakterisztikára meghatározható a g függvény, amely összetétele $f(x)$ -szel az ideális $f_i(x)$ függvényt eredményezné [(5.56) képlet]. De általában az $f(x)$ folytonos analóg függvény, így a linearizáló g függvény is folytonos lesz. Folytonos függvényeket lehet modellezni elektronikus eszközökkel: logaritmus, exponenciális, polinom megközelítés. Mindenik g megközelítés maga is hibával jár. Így a gyakorlatban leginkább használt módszer a linearizáló g függvény **megközelítése húrszerű szakaszokkal**, amelyek jól meghatározott m_i iránytényezőkkel törtvonalat alkotnak (5.40. ábra).



5.40. ábra. Konvex (a) és konkáv (b) karakterisztika linearizálása a g függvény szakaszokkal való megközelítésével

A polygonális törtvonalat használva egy g' függvényt kapunk, amely a bemenő $y = f(x)$ függvényből

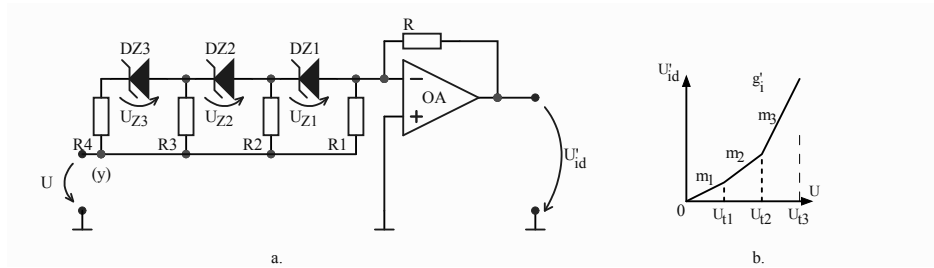
$$y'_i = f'_i(x) = g'(f(x)) = (g' \circ f)(x)$$

függvényt hoz létre. Az y'_i linearizált átviteli függvények az 5.40. ábrák harmadik rajzaként néznek ki. Látható, hogy az egyenes szakaszokkal történő megközelítéssel az előállított y'_i valamelyest eltér az ideális $y_i = mx$ egyenestől. Ez a linearizálási módszer elfogadható, ha a szakaszokon felmért $(\Delta y_i)_m$ legnagyobb eltérés (hiba) az $(\varepsilon_l)_{max}$ nemlinearitási hibánál kisebb értéket ad:

$$\frac{(\Delta y_i)_m}{y_{max}} \leq (\varepsilon_l)_{max} \quad (5.57)$$

A linearizálási hálózatokat küszöbértékekkel rendelkező elemekkel/áramkörökkel állítjuk elő. A hálózat kiszámításához szükséges a g függvény és az ezt megközelítő szakaszok m_i iránytényezőinek az ismerete.

Az egyik linearizáló hálózatot (konkáv g függvénynek) az 5.41.a. ábrán látható Zener-diódákkal valósítjuk meg. A bemenő U feszültség pozitív és



5.41. ábra. a) Zener-diódás linearizáló hálózat és b) a modellezett g függvény

jelöljük U_{zj} -vel ($j = 1, 2, 3, \dots$) a Zener-diódák Zener-feszültségeit (a negatív feszültségű letörési tartomány kvázi állandó értékét).

Az $U \in [0, U_{Z1})$ feszültségtartományban a műveleti erősítő kimenetén a feszültség:

$$U'_{id} = -\frac{R}{R_1} \cdot U.$$

Eltekintve az előjeltől (amit -1 erősítéssel megfordíthatunk) az előállítandó $g' = U'_{id}(U)$ függvény első szakaszának $m_1 = \frac{R}{R_1}$ iránytényezője van.

Ha $U \in [U_{Z1}; U_{Z1} + U_{Z2})$, akkor a DZ1 már nyit és helyettesíthető egy U_{Z1} feszültségforrással, és a második szakasz egyenlete:

$$U'_{id} = -R \left(\frac{U}{R_1} + \frac{U - U_{Z1}}{R_2} \right) = -R \left(\frac{U}{R_1 \parallel R_2} - \frac{U_{Z1}}{R_2} \right),$$

ahol az U együtthatója a szakasz iránytényezője:

$$m_2 = \frac{R}{R_1 \parallel R_2}.$$

Ha továbbmegyünk, akkor $U \in [U_{Z1} + U_{Z2}; U_{Z1} + U_{Z2} + U_{Z3})$ intervallumra a kimenőfeszültség:

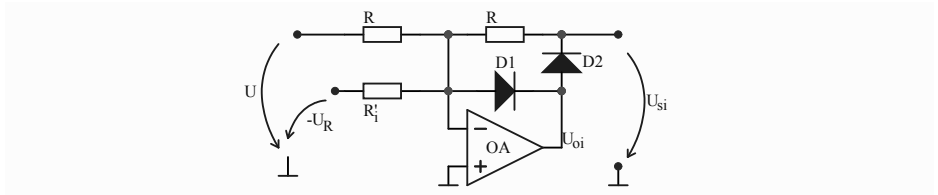
$$\begin{aligned} U'_{id} &= -R \left(\frac{U}{R_1} + \frac{U - U_{Z1}}{R_2} + \frac{U - U_{Z1} - U_{Z2}}{R_3} \right) = \\ &= -R \frac{U}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} + R \left(\frac{U_{Z1}}{R_2 \parallel R_3} + \frac{U_{Z2}}{R_3} \right), \end{aligned}$$

tehát a harmadik iránytényező:

$$m_3 = \frac{R}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3}.$$

Látható, hogy $m_1 < m_2 < m_3 < \dots$, vagyis a $g' = U'_{id}$ függvény egy poligonális törtvonallal megközelített konkáv görbét ad (5.41.b. ábra). A törési pontok (ahol két különböző iránytényezőjű szakasz találkozik) a bemutatottak alapján: $U_{t1} = U_{Z1}$; $U_{t2} = U_{Z1} + U_{Z2}$; $U_{t3} = U_{Z1} + U_{Z2} + U_{Z3}$. Kis átrendezéssel konvex linearizáló függvényt is elő tudunk állítani.

Egy másik linearizálási kapcsolás műveleti erősítő alapegységekből tevődik össze. Az alapegység, amelyek párhuzamba tételével építjük fel a



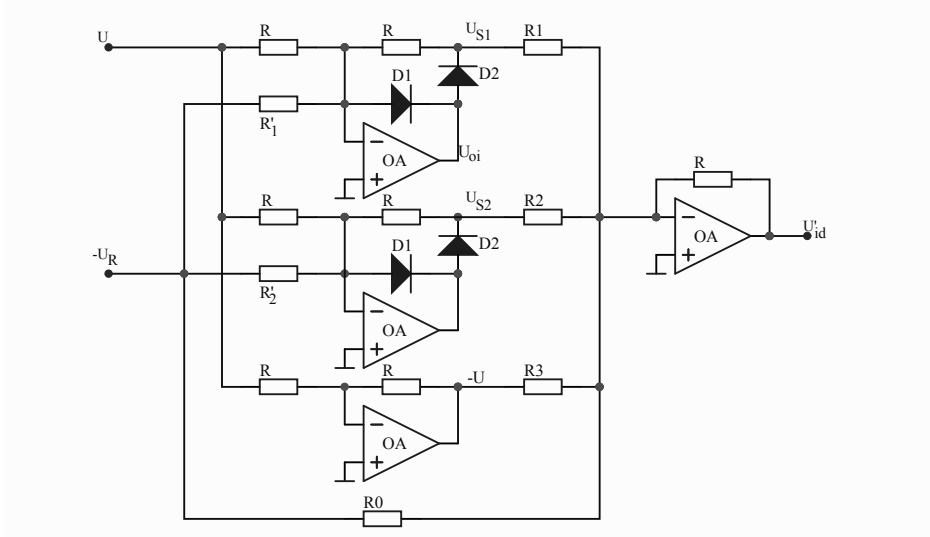
5.42. ábra. Műveleti erősítő linearizálási alapegység kapcsolási rajza

szakaszokból megközelített linearizálási g' függvényt (5.42. ábra), egy OA műveleti erősítőből, két diódából és ellenállásokból tevődik össze. A diódák visszacsatoló hurokba helyezésével a kapcsolás linearitását biztosítjuk (a diódák már nulla bemenőfeszültségre nyitnak). Ha $\frac{U}{R} - \frac{U_R}{R'_i} > 0$, akkor $U_{oi} < 0$ és a D1 dióda vezet, D2 zár, ami azzal jár, hogy a kimenetre $U_{si} = 0$ feszültség jut. Ha $\frac{U}{R} - \frac{U_R}{R'_i} \leq 0$, akkor a D2 dióda vezet, D1 zár és a kimeneten

$$U_{si} = -R \left(\frac{U}{R} - \frac{U_R}{R'_i} \right) \quad (5.58)$$

feszültség van. Tehát az $U \leq \frac{R}{R'_i} U_R$ bemeneti feszültség értékekre az alap-egység (modul) az (5.58) szerinti kimenetet hozza létre, és $U > \frac{R}{R'_i} U_R$ értékekre a kimeneten $U_{si} = 0$ a feszültség. Tehát a változás az i -dik egységnél $U_{ti} = \frac{R}{R'_i} U_R$ küszöbértéknél történik.

Építsünk fel egy konvex g' linearizáló függvényt szakaszokkal megközelítő alapegységekből felépített hálózatot (5.43. ábra).



5.43. ábra. Három szakaszt létrehozó szakaszos megközelítésű linearizáló kapcsolás

Egy-egy fentebb bemutatott egység (ill. csak kettőt illesztettünk a kapcsolásba) U_{si} kimenetekkel R_i ellenállásokon keresztül kapcsolódik az OA műveleti erősítő invertáló, összegező pontjára. A küszöbértékeket növekvő sorrendben választjuk meg:

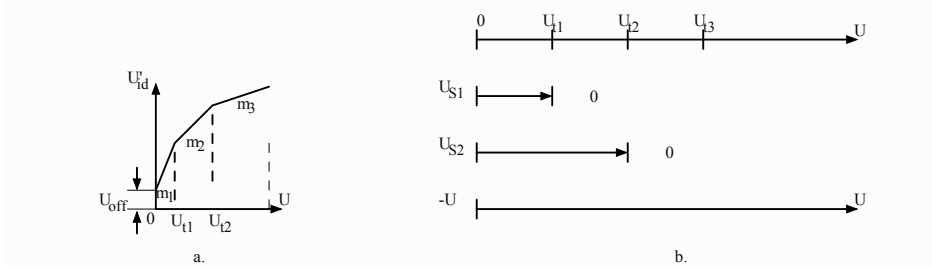
$$0 < U_{t1} = \frac{R}{R'_1} U_R < U_{t2} = \frac{R}{R'_2} U_R < U_{t3} \dots$$

Az OA összegező pontjára még rákapcsolódik a $-U$ bemenőfeszültség (R_3 -n keresztül) és egy R_0 -n érkező adalékos áram.

A rész-alapegységek a következő feszültségeket állítják elő:

$$\begin{aligned}
 U \in [0, U_{t1}), \quad U_{S1} &= -R \left(\frac{U}{R} - \frac{U_R}{R'_1} \right) \text{ és } U > U_{t1} - re \quad U_{S1} = 0; \\
 U \in [0, U_{t2}), \quad U_{S2} &= -R \left(\frac{U}{R} - \frac{U_R}{R'_2} \right) \text{ és } U > U_{t2} - re \quad U_{S2} = 0, \text{ stb.}
 \end{aligned} \tag{5.59}$$

Ezt a tényt mutatja be az 5.44.b. ábra.



5.44. ábra. Az 5.43. ábrán látható linearizáló hálózat által létrehozott függvény (a) és magyarázat a küszöbfeszültségekre (b)

Bemenő feszültségintervallumokra bontva az U'_{id} (kvázi-ideális lineari-
záló függvénykimenet) a következő:

$$- U \in [0, U_{t1})$$

$$\begin{aligned}
 U'_{id} &= -R \left(\frac{U_{S1}}{R_1} + \frac{U_{S2}}{R_2} - \frac{U}{R_3} - \frac{U_R}{R_0} \right) = \\
 &= U \cdot R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - U_R R^2 \left(\frac{1}{R_1 R'_1} + \frac{1}{R_2 R'_2} \right) + \frac{R}{R_0} U_R.
 \end{aligned} \tag{5.60}$$

Az első szakasz iránytényezője:

$$m_1 = \frac{R}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3}.$$

Ha az U'_{id} függvényt az origóba akarjuk lehozni (kiküszöbölni U_{off} -t), az (5.60) egyenletben nullával kell egyenlővé tenni az U -t nem

tartalmazó tagokat. Az R_0 -n idekapcsolt feszültség épp erre szolgál, tehát $U_{off} = 0$, ha

$$\frac{1}{R_0} = R \left(\frac{1}{R_1 R'_1} + \frac{1}{R_2 R'_2} + \dots \right). \quad (5.61)$$

– $U \in [U_{t1}, U_{t2})$ intervallumban eltűnik az U_{s1} feszültség, tehát:

$$\begin{aligned} U'_{id} &= -R \left(\frac{U_{s2}}{R_2} - \frac{U}{R_3} - \frac{U_R}{R_0} \right) = \\ &U \cdot R \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - U_R R^2 \left(\frac{1}{R_2 R'_2} + \dots \right) + \frac{R}{R_0} U_R, \end{aligned} \quad (5.62)$$

ahol R_0 már az (5.61) értékét veszi fel. A második szakasz iránytényezője

$$m_2 = \frac{R}{R_2 \parallel R_3}.$$

– $U > U_{t2}$ -re U_{s2} is nulla, így $m_3 = \frac{R}{R_3}$.
Láthatjuk, hogy

$$m_1 > m_2 > m_3 > \dots,$$

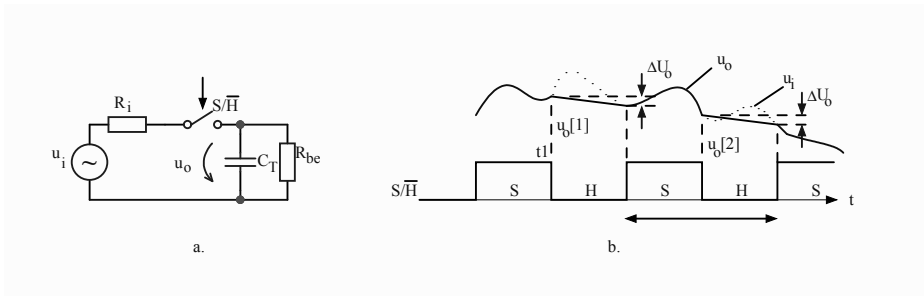
tehát egy, az 5.44.a. ábrán látható konvex linearizáló függvényt generálunk.

Ha konkáv linearizáló függvényt akarunk felépíteni, akkor az 5.42. ábrán látható alapegységben mindössze a két diódát fordítva kell bekötni.

5.7. Mintavételező áramkörök

Időben változó $x(t)$ analóg jeleket úgy viszünk át a digitális oldalra, hogy szabályos vagy szabálytalan időpontokban mintákat veszünk az $x(t)$ jelből és ezeket rövid, meghatározott időre tároljuk, amely idő alatt végrehajtjuk az analóg-digitális A/D átalakítást. De hasonló eljárással veszünk mintákat szabályozástechnikai célokra, vagy éppen az A/D átalakítás igényel mintavételt (a $\Sigma - \Delta$ modulációs analóg-digitális átalakítók).

A mintavétel feszültség- vagy áramjeltől történik, és mindig egy kondenzátor elektromos töltései az információmegőrzők. A mintatároló kondenzátor (C_T) az u_i jelforráshoz egy kapcsolóval csatlakozik (5.45.a. ábra).



5.45. ábra. Feszültség-mintavevő elvi felépítése (a) és a működését leíró idő-diagramok (b)

Elég hosszú bekapcsoláskor a C_T pontosan fogja követni a jelforrást. Az a jelérték, amelyik a kapcsoló nyitása pillanatában a C_T -n van, ideálisan változatlan kellene maradjon a következő bekapcsolásig. Így a C_T tárolókondenzátor az említett időponthoz tartozó értéket tárolja és ez a vételezett minta.

Az 5.45.b. ábrán már a valós mintavételezőn megfigyelhető mennyiségek időbeli változását láthatjuk. Az S/\bar{H} vezérlés ($S/\bar{H} = 1$ a kapcsoló csukott, mintavételezünk, $S/\bar{H} = 0$ értékre a kapcsoló nyitott és a mintát tároljuk) jelzése az angol Sample and Hold szavakból ered, magát az áramkört is így nevezik (SH vagy S&H). Elemzés:

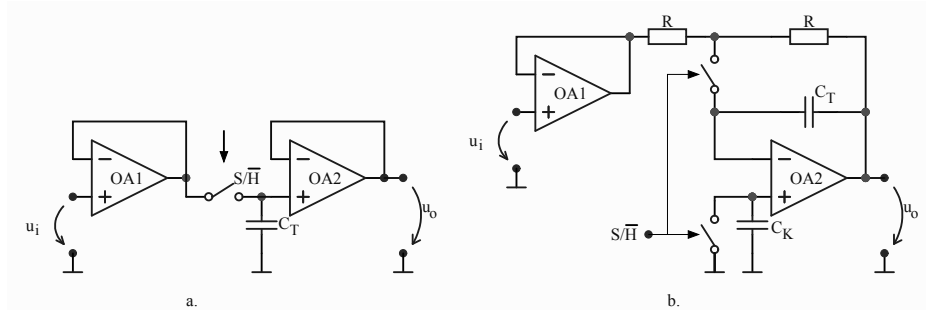
- $S/\bar{H} = 1$ a mintavételezési folyamat, $u_o = u_i$. De a kapcsolás pillanatában nem ugrik mindjárt az u_o az u_i akkori értékére, hanem $R_i C_T$ időállandóval exponenciálisan fogja u_i -t elérni.
- $S/\bar{H} = 0$ a tárolási időtartam. A C_T feszültsége $u[k]$ értéken kellene maradjon (t_1 pillanatban $u[1]$, t_2 pillanatban $u[2]$ stb.), de az R_{be} terhelő ellenálláson a C_T kezd kisülni (töltést veszíteni).

Ideálisan $R_i = 0$, $R_{be} \rightarrow \infty$, de ez nem a valós eset. A tárolási intervallumban az u_o feszültség ΔU_o -val veszít kezdeti értékéből. Ez a feszültségvesztés az R_{be} terheléstől függően nem lehet több egy adott határnál (pl. ha R_{be} egy ADC bemenete, $\Delta U_o \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_R}{2^n}$, ahol U_R a referenciafeszültség és n az átalakító bitszáma). A mintavételezés leggyakrabban szabályos időközönként történik, T_s periódussal, így a mintavételező (sample) frekvencia $f_s = 1/T_s$. Előfordul, hogy az S és H időtartamától függően a mintavételezők más nevet is kapnak:

- ha az S és H állapotok közeli időtartamúak, akkor a mintavételező (Sample and Hold) nevet adják;

- ha S időtartama jóval hosszabb a H időtartamánál, akkor követő tárolónak (Track and Hold) nevezik.

A mintavételezők gyakorlati kivitelezése sok változatban megtalálható, mindenik változat jobban megfelel valamely követelménynek: rövidebb vagy hosszabb T_s , C_T gyors vagy lassúbb bemenőjelhez való igazodása, ΔU_o kevesebb vagy több megengedett értéke.



5.46. ábra. Műveleti erősítőkkel kivitelezett mintavételi áramkörök

Az elvi mintavételezőhöz legközelebb a nyitott általános visszacsatolású változat áll (5.46.a. ábra), amelynél a műveleti erősítők a következőket hozzák (mindkét OA jelkövető):

- Az OA1 a nagy bemeneti ellenállás miatt ($10^8 - 10^{10} \Omega$) az u_i jelforrásból nagyon kis teljesítményt vesz fel, míg a kimeneti kis ellenállásával ($R_{ki} \simeq 10^2 \Omega$) a C_T gyors töltését biztosítja;
- Az OA2 a nagy bemeneti ellenállásával a tároló kapacitás kismértékű kisülését biztosítja.

Főleg a ΔU_o további csökkentése céljából a C_T tárolókapacitást az OA2 visszacsatolásába kötik (5.46.b. ábra), és a másik (neminvertáló) bemenetre egy C_k kisüléskompenzáló kondenzátort kapcsolunk. Az $S/\bar{H} = 1$ mintavevő időközben a C_k rövidre zárásával zéró feszültségre jut, míg a C_T kondenzátor $u_o = -u_i$ feszültségen lesz. Az $S/\bar{H} = 0$ tárolási időközben (kapcsolók nyitva) a C_T valamelyest fog kisülni AO2 (-) invertáló bemeneti árama által, de ezzel egy időben a $C_k = C_T$ kapacitás a másik OA2 bemeneti áramával azonos mennyiségű töltést veszít, mint C_T , és ezáltal a bemenő $u_d = u_i^+ - u_i^-$ nem változik, így u_o sem.

Nagyon gyors mintavételezőket műveleti erősítők nélkül térvezérlésű MOS tranzisztorokkal készítenek, ahol az egyes tranzisztorok forrás-drén (S-D) csatornán a kapcsolót valósítják meg, míg egy másik MOS tranzisztor kapu-forrás (G-S) kapacitása veszi át a tároló kondenzátor szerepét.

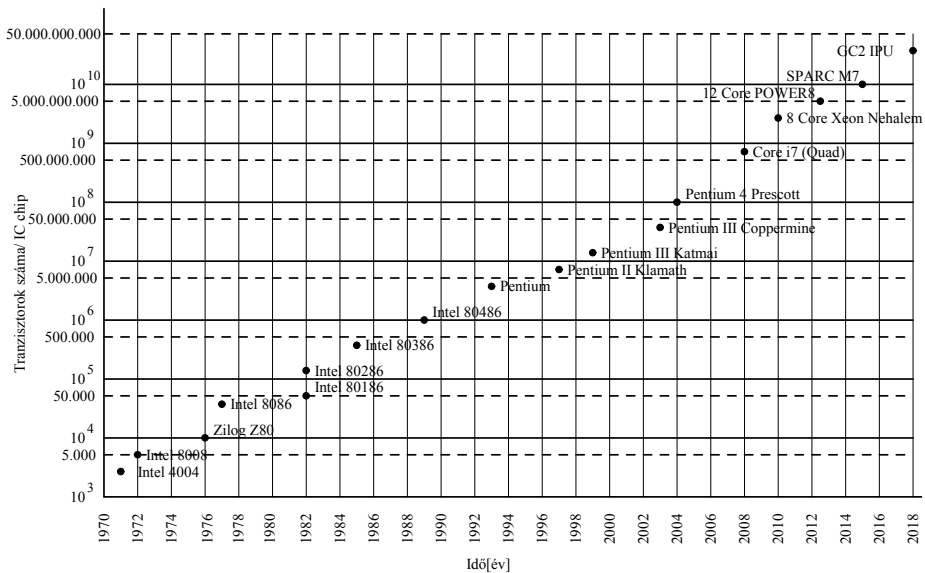
6. fejezet

Analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók

Az 1970-es évek elejétől, amikor legyártották az első integrált áramkört, a félvezető technológia óriásit haladt. Az Intel cég vezetője, Gordon Moore, még 1965-ben az integrált áramkörök „megszületése” időszakában megjósolta, hogy az integrált áramkörökben a tranzisztorok száma minden évben megkétszereződik. Az 1971-től immár gyakorlatilag gyártott integrált áramkörökbe beépített tranzisztorok száma nem duplázódott éppen évente, így 1975-ben egy kissé változtatott az előrejelzésén, így a Moore-törvény így hangzik: **az integrált áramkörökben a tranzisztorok száma minden másfél (1,5) év alatt megkétszereződik.** És ez a „törvény” a mai napig érvényben van. A nagy integrálási sűrűséget a MOS tranzisztorok bevezetése óta a gyártási technológiában csatornahosszúsággal jellemzik. Így az 1990-ben használt $0,8\ \mu\text{m}$ (800 nm) technológiától 2015-ben 10 nm-es technológiáig fejlődtek, ami már súrolja a kvantumeszközök határát. A 6.1. ábrán látható az integrált áramkörökbe beépített tranzisztorok számának a haladása 1971-től (8000 tranzisztor/chip) 2016-ig, amikor már eléri a tízmilliárd (10^{10}) tranzisztor/chip sűrűséget.

Nyilván az IC-k tranzisztorszámának a növelése fantasztikus teljesítő-képességekkel jár a digitális eszközök világában. Így már nem csodálkozunk, ha GHz nagyságú processzor órajelről vagy több TB (terabyte) tárolókapacitásról veszünk tudomást.

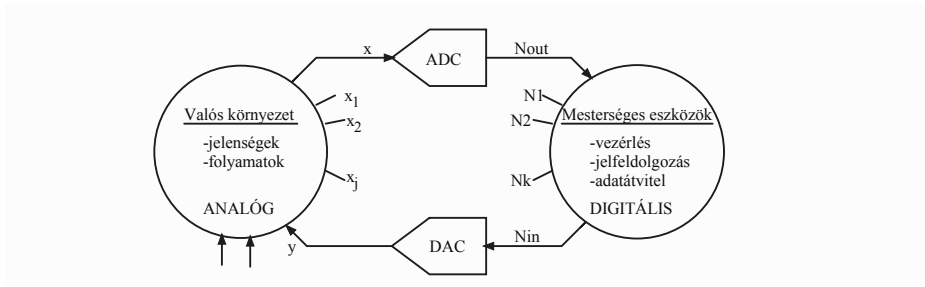
Mindezt azért mutattuk be fejezetelőzetesként, hogy érzékeljük, miért törekszünk a mai technológiai szint és trend alapján arra, hogy minél több adatot digitális állapotba hozzunk. Leszűkítve az elemzést a mérés-technika



6.1. ábra. Moore törvénye helyességét bizonyító IC-be épülő tranzisztorok számának a fejlődése 1971–2018 között

területére, ahhoz, hogy egy bármely analóg jelt digitális alakba hozzunk, ezt előbb feszültségjellé kell alakítani (érzékelők, átalakítók), és utána az 5. fejezetben röviden bemutatott, ill. más adalékos feldolgozási műveletekkel a feszültségeket olyan alakba kell hozni, hogy ezek átalakíthatók legyenek digitális kóddá. Általában ez az átalakítható feszültség $(-10, +10)V$; $(-5, +5)V$, $(-1, +1)V$ intervallumokba helyezhető egyenfeszültség.

A 6.2. ábrán bemutatjuk (egyszerűsítve) a kétoldalú átalakítás lényegét és helyét. A környező világ, amelyben élünk, tevékenykedünk, a természetes és ipari folyamatok túlnyomó többsége folytonos időben és amplitúdóban is. A jelfeldolgozó, adattároló és -átvivő eszközök, berendezések gyakran digitálisak, vagyis mai ismereteink szerint bivalens logikával működnek (0 és 1). Ezért a valós környezetben lefolyó x mennyiségeket analóg-digitális átalakítókkal (ADC, Analog-to-Digital Converter) bináris kódban értelmezett értékre alakítjuk át, amelyek ezáltal N_{out} digitális számokká válnak. Miután az ember teremtette, fejlesztette és programozta digitális mesterséges eszközökben az x mennyiség információja feldolgozásra kerül és kijelvezhető, továbbítható eredménnyé válik, sokszor folyamatszabályzási célból a



6.2. ábra. Az analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók szerepe és helye az alkalmazásokban

digitális részen hozott döntéseket (visszacsatolandó mennyiségek folyamatirányításra) vagy kijelezendő értékeket (hang, kép, adatmonitor) újból az analóg oldalra (a valós környezetbe) kell átvinni. Erre a célra fejlesztették ki a digitális-analóg átalakítókat (DAC, Digital-to-Analog Converter), amelyek bemenetén N_{in} bináris szám van, kimenetén y analóg jel (feszültség, áram).

Amint a továbbiakban kiderül, a digitális feldolgozással (A/D és D/A átalakítások, numerikus algoritmusok, nagy bitszámmal való számítások) létrehozott mérési eredmények jóval pontosabbak, a mindennapi felhasználó által is elérhető áron, mint a legtöbb analóg mérőeszköz.

6.1. Analóg-digitális és digitális-analóg átalakítóknál használt bináris kódok

A processzorokban a bináris számokat egész és törtrészesen pozitív és negatívan, rögzített és lebegő ponttal értelmezik. Az ADC és DAC átalakítók egész számokat pozitív és negatív értékekkel szolgáltatnak és használnak. A fogalmak pontosítása érdekében a továbbiakban megemlítjük ezeket a bináris kódokat. Elöljáróban jegyezzük meg, hogy a bináris számrendszerekben a számjegyek csak a $\{0,1\}$ halmazból származhatnak, más szimbólum (pl. +, -) nem létezik.

6.1.1. Unipoláris bináris kódok

6.1.1.1. Természetes bináris kód (Natural Binary)

Ez csak pozitív számokat tud megjeleníteni. Ha egész számról beszélünk, akkor egy bináris szám

$$\begin{array}{ccc} N_2 = 100101101011 & & (6.1) \\ \text{MSB} \dashv & & \vdash \text{LSB} \end{array}$$

alakú. A természetes bináris kód egy súlyozott számrendszer, ahol a 0 és 1 számjegyeknek, helyzetükből kifolyólag, kettő (a számrendszer alapja) valamely egész hatványát képviselik. A példának vett N_2 szám $n = 12$ bites. A **jobb szélső** bit 2^0 súlyú, ezt a bitet LSB-nek (Least Significant Bit) nevezzük, míg a **bal szélső** bit 2^{n-1} súlyú (a legnagyobb súly), ezt MSB-nek (Most Significant Bit) nevezzük.

Természetes binárisból tízes alapba alakítás:

$$\begin{aligned} N_{10} &= 1 \cdot 2^{11} + 0 \cdot 2^{10} + 0 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 \\ &\quad + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 2411, \end{aligned}$$

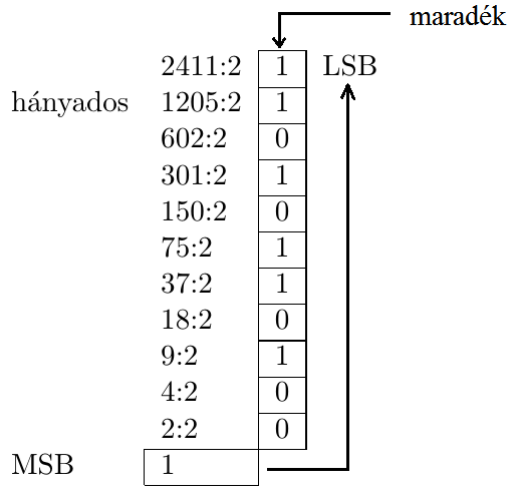
tehát összegezzük a súlyozott bináris számjegyeket. Innen felírhatjuk a bináris-tízes rendszer átalakításának rövid képletét:

$$N_{10} = \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i, \quad (6.2)$$

ahol b_i az N_2 bináris szám i súlyú együtthatója.

Tízes számrendszerből természetes binárisba való átalakítását (6.1. táblázat) a szám kettős osztóval való hányados és maradék módszerével a legegyszerűbb kiszámítani. Ezen módszerrel a számot osztjuk kettővel, a hányadost a következő lépésben szintén osztjuk kettővel, a maradék (0 vagy 1) pedig a keresett bináris szám LSB-je lesz, majd a többi maradék sorban a bináris szám egyre nagyobb súlyú bitjét adja. A legutolsó hányados 1 lesz, ez az MSB. A bináris számot leolvassuk az utolsó hányados (MSB = 1) és az ezt követő maradékok felsorolásával. Tekintsük a megadott példát, és $N_{10} = 2411$ tízes rendszerű számot alakítsunk binárisra. A maradékokból felépített természetes bináris szám $N_2 = 100101101011$, ami azonos a (6.1) számmal.

n bittel 2^n számot tudunk kifejezni 0 és $2^n - 1$ értékek között. Például $n = 6$ bitre 0 és $2^6 - 1 = 63$ közötti számokat tudjuk leképezni ($2^6 = 64$ érték).



6.1. táblázat. Tízes számrendszerből természetes binárisba való átalakítás módszere

6.1.1.2. Skálázott bináris kód (Scaled Binary)

Ha n bites bináris számot elosztunk 2^n -nel, amit a teljes skálának nevezünk (FS – Full Scale), a (6.2) képletből kapjuk:

$$N'_2 = \frac{N_2}{FS} = \frac{N_{10}}{2^n} = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{b_i 2^i}{2^n} = \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^{i-n}.$$

Jelöljük $k = n - i$, akkor $b_i = a_{n-k}$, az összegezés $i = 0 \Rightarrow k = n$ és $i = n - 1 \Rightarrow k = 1$ értékek között lesz, így a skálázott bináris kódban felírt szám:

$$N'_2 = \sum_{k=1}^n a_k \cdot 2^{-k} \quad (6.3)$$

A példának vett $N_2 = 100101101011$ természetes számnak megfelelő skálázott bináris szám $N'_2 = 0,100101101011$, vagyis a törtpont utáni számjegyek sorrendje azonos az eredeti N_2 szám bitjeivel.

Ez a kód gyakran alkalmazott az ADC és DAC átalakítóknál, ugyanis a kívülről betáplált/kimenő N_2 kódot az átalakítók működésük során N'_2 -ként (skálázott) érzékelik és dolgozzák fel.

6.1.1.3. Gray-kód

A Gray-kódot arra a célra alakították ki, hogy két szomszédos bináris szám **csak egy bitben** különbözzön. Hogy érthető legyen, vegyük példának az $n = 4$ bites bináris számokat, amelyben a tízes rendszerű 3 és 4-nek a 0011, ill. 0100 számok felelnek meg, ahol látható, hogy a két szám három bitje egyszerre változik. Ezt küszöböli ki a Gray-kód.

n bites természetes binárisból n bites Gray-kódot kapunk. Az átalakítás szabályának követésére írjuk fel ugyanazon értékű számot természetes bináris és Gray-kódban:

$$N_2 = b_{n-1}b_{n-2}b_{n-3}...b_3b_2b_1b_0$$

$$N_{2 \text{ Gray}} = G_{n-1}G_{n-2}G_{n-3}...G_3G_2G_1G_0.$$

Adva az N_2 szám, határozzuk meg a G_i számjegyeket. Az MSB $G_{n-1} = b_{n-1}$, a további Gray-bitek számítása a

$$G_k = b_{k+1} + b_k$$

képlettel történik (modulo 2 összeg). A 6.2. táblázatban megadjuk az $n = 5$ bites természetes bináris és Gray-kód teljes számait.

N10	N2	N2GRAY	N10	N2	N2GRAY	N10	N2	N2GRAY
0	00000	00000	11	01011	01110	22	10110	11101
1	00001	00001	12	01100	01010	23	10111	11100
2	00010	00011	13	01101	01011	24	11000	10100
3	00011	00010	14	01110	01001	25	11001	10101
4	00100	00110	15	01111	01000	26	11010	10111
5	00101	00111	16	10000	11000	27	11011	10110
6	00110	00101	17	10001	11001	28	11100	10010
7	00111	00100	18	10010	11011	29	11101	10011
8	01000	01100	19	10011	11010	30	11110	10001
9	01001	01101	20	10100	11110	31	11111	10000
10	01010	01111	21	10101	11111	-		

6.2. táblázat. Természetes bináris és Gray-kódolás 0 és 31 közötti természetes tízes számrendszeri számokra

Vegyük egy $n = 5$ bites bináris számot: $N_2 = 10110$, amely bitjei $b_4 = 1$; $b_3 = 0$; $b_2 = 1$; $b_1 = 1$; $b_0 = 0$. A megfelelő Gray-bitek: $G_4 = b_4 = 1$; $G_3 = b_4 + b_3 = 1$; $G_2 = b_3 + b_2 = 1$; $G_1 = b_2 + b_1 =$

0; $G_0 = b_1 + b_0 = 1$. Tehát az N_2 szám megfelelője Gray-kódban $N_{2\ Gray} = 11101$. Ellenőrizhetjük, hogy minden szomszédos Gray-szám csak egy bit helyzetben különbözik egymástól. A Gray-kód ciklikus, ugyanis a 0 és $2^n - 1$ számok szintén szomszédok, csak egy bitben különböznek.

Gray-kódból az átalakítás természetes binárisba hasonlóan egyszerű algoritmus szerint történik: $b_{n-1} = G_{n-1}$; $b_k = b_{k+1} + G_k$.

6.1.1.4. Binárisan kódolt decimális kód (BCD – Binary Coded Decimal)

A mérés technikában és más területen is, főleg a számkijelzők meghajtására, olyan bináris kódokat fejlesztettek ki, amelyek a tízes számrendszerben megadott számok minden számjegyéhez (0..9) egy-egy négy bites bináris kódot rendelnek. Ezek a binárisan kódolt decimális (BCD) kódok. Több BCD kód létezik, használatuk alkalmazásfüggő: egyeseknél a négy bit mindenikének adott fajsúlya van, és az 1 bittel jelölt helyek fajsúlyait összegezve kapjuk a decimális számot (ilyen az NBCD, BCD5421), másoknál más megfontolásból építik fel a kódot (pl. a kilences komplement szimmetria, mint BCDXS3, BCD4221, BCD2421). A 6.3. táblázatban összefoglalunk néhány kódot, amely szerint kódolják a tíz tízes rendszerbeli számjegyet.

Tízes számjegy	NBCD DCBA 8 4 2 1	BCD 4221 Aiken	BCD 2421 BCDXS3	BCD 5421
0	0000	0000	0000	0000
1	0001	0001	0001	0001
2	0010	0010	0010	0010
3	0011	0011	0011	0011
4	0100	0110	0100	0100
5	0101	1001	1011	1000
6	0110	1100	1100	1001
7	0111	1101	1101	1010
8	1000	1110	1011	1011
9	1001	1111	1100	1100

6.3. táblázat. Binárisan kódolt decimális kódok

A BCDXS3 kivételével a többinél feltüntetik a kód bitjének a súlyozóját. Pl. a 4 tízes szám megfelelője BCD8421-ben $0 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 1$, BCD4221-ben $0 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 1 \cdot 2 + 0 \cdot 1$, BCD2421-ben $0 \cdot 2 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 1$ és BCD5421-ben szintén $0 \cdot 5 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 1$.

Az alapvető BCD kód az NBCD (Natural BCD), ahol a helyek súlyozói a kettes csökkenő hatványai ($8 = 2^3$; $4 = 2^2$; $2 = 2^1$; $1 = 2^0$). A BCDXS3 (BCD Excess3) az NBCD-ből származik: minden tízes számjegyre hozzáadunk 3-at és az eredő tízes számot természetes binárisban írjuk fel (pl. a 8-as számjegynek $8+3=11$ számot kapunk, ennek bináris megfelelője 1011).

A 6.3. táblázatban három BCD kód megfelel a 9 szám komplemente feltételnek (BCD4221, BCD2421, BCDSX3), ami azt jelenti, hogy bármely j tízes szám bináris képe a $(9-j)$ szám bináris kódjának bitenkénti tagadottja, vagyis ha $j \rightarrow abcd$, akkor $(9-j) \rightarrow \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$.

Egy több számjegyű tízes számrendszerű számot úgy kódolunk BCD-ben, hogy a tízes számjegyek sorrendjében egymás után helyezzük a 4-4 bites BCD megfelelőjüket. Például a 6394 számot így írunk le:

NBCD-ben : 0110 0011 1001 0100;
BCD4221-ben: 1100 0011 1111 0110.

6.1.2. Bipoláris bináris kódok

Ezek a kódok a szám értéke mellett az előjelét is kódolják, nyilván csak a 0 és 1 bitekkel. Az ADC- és DAC-átalakítók főleg négy ilyen kódot használnak.

a) Előjel nagyság (egyenes) kód (**Sign and Amplitude Code**) az n bites természetes bináris számhoz az MSB helyre hozzátesz egy **előjel bitet**, amelynek 0 értékére a számot pozitívnak értelmezzük, 1 értékére negatív számnak. Az n bites számmodulus ugyanaz a pozitív és negatív számoknál. Egy kis példa kapcsán lássuk összehasonlításban a négy bipoláris kódolási típust. Tekintsük a hétbites $N_2 = 1010110$, ami megfelel a 86 tízes rendszerrű számnak. Ez a szám az egyenes kódban:

$$+86 \rightarrow 01010110; -86 \rightarrow 11010110$$

Egyenes kódban $[-(2^n - 1); +(2^n - 1)]$ intervallumban található összes számot kódolhatjuk. Csak a 0 értéknek van két kifejezése: 00000000 és 100000000.

Egyes komplement (negáció) kódban (**One's Complement**) a pozitív számok azonosak az egyenes kódban írt pozitív számokkal, míg a negatív

számokat a pozitív számok bitenkénti tagadottjával (az egyes komplementével) ábrázoljuk:

$$N_2 = 0b_{n-1}b_{n-2}b_{n-3}\dots b_1b_0; \quad -N_2 = 1\bar{b}_{n-1}\bar{b}_{n-2}\bar{b}_{n-3}\dots\bar{b}_1\bar{b}_0.$$

Vegyük a hétbites példát:

$$+86 \rightarrow 01010110; \quad -86 \rightarrow 10101001.$$

Ebben a kódban is bármely számot a $[-(2^n - 1); +(2^n - 1)]$ intervallumból lehet kódolni, a zérus értéknek megint két alakja van: $+0 \rightarrow 00000000$; $-0 \rightarrow 11111111$.

6.1.3. Kettes komplement kód (Two's complement code)

Ebben a pozitív számok azonosak az egyenes kódbeliekhez, míg a negatív számokat úgy kódoljuk, hogy a pozitív megfelelő számának bitenkénti tagadottjához hozzáadunk 1 LSB-t.

Ha $N_2 = 0b_{n-1}b_{n-2}\dots b_1b_0$ akkor $-N_2 = 1\bar{b}_{n-1}\bar{b}_{n-2}\dots\bar{b}_1\bar{b}_0 + 1(\text{LSB})$. Vegyük a példánkat:

$$\begin{array}{r} +86 = 01010110; \quad -86 = 10101001 + \\ 1 \\ \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ 10101010 \end{array} \quad (6.4)$$

Itt a zérusnak csak egy kódja van, és szintén bármely számot lehet kódolni $[-(2^n - 1); +(2^n - 1)]$ intervallumban.

6.1.4. Többlletes kód (Shifted binary)

A többlletes kódban az n bites számot (ez a modulus hossza, a szám lehet pozitív vagy negatív) úgy kódolunk, hogy az N_2 számhoz hozzáadjuk a teljes skálát ($FS = 2^n$) és az eredő számot természetes binárisba tesszük. Ezáltal az $N_2 = -2^n$ értéknek a $(-2^n) + (2^n) = 0$ értéket kapjuk, ami kódolva 00000000 lesz, míg az $N_2 = (2^n - 1)$ értéknek $2^n - 1 + 2^n = 2^{2n} - 1$ értéke felel meg, ami $(n+1)$ bites 111..11 szám lesz. Tehát ebben a kódban bármilyen számot jeleníthetünk meg $[-2^n; +(2^n - 1)]$ értékek között.

A hétbites példánkhöz folyamodva:
 $+86$ -nak $86 + 2^7 = 86 + 128 = 214$ számot kódolva binárisba kapjuk:

$$+86 \rightarrow 11010110 \text{ kódot.}$$

-86 -nak $-86 + 128 = 42$ számot kódolva kapjuk:

$$-86 \rightarrow 00101010 \text{ kódot,} \quad (6.5)$$

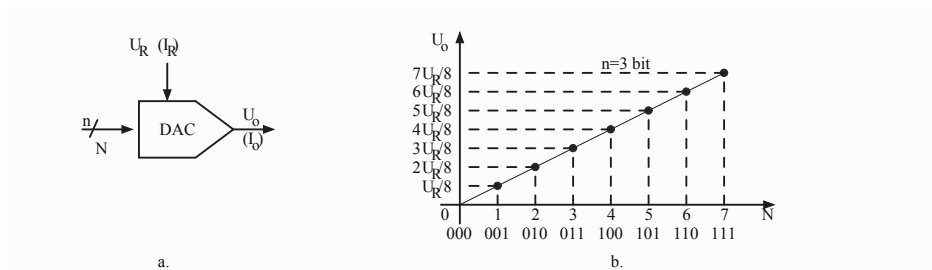
ahol a 42 szám hat bittel kifejezhető, de a szám $7+1=8$ bites kódban kell legyen, ezért az MSB 1-es elé még két nullát tettünk.

Megjegyzés: összehasonlítva a 86 példaként vett számot a (6.4) és (6.5) értékek alapján megfigyelhetjük, hogy a szám kódja azonos mindkét kódban (komplement és többletes kódok), csak az előjel bitben különböznek. Ezt az ADC és DAC technikában ki is használják úgy, hogy az FS hozzáadást már az analóg oldalon elvégezzük, többletes kódba kódolunk, és az előjel tagadásával komplement (kettes komplement) kódot kapunk. A komplement kódot előnyösen használják a processzorok, mert ebben a kódban a kivonási művelet egyszerű összeadással oldható meg.

6.2. Digitális-analóg (DAC) átalakítók

Az ADC és DAC bemutatását a DAC-el kezdjük, mivel az analóg-digitális átalakítók a felépítésükben használhatnak digitális-analóg átalakítót.

Egy digitális-analóg átalakító bemenetén egy binárisan kódolt N szám van, a kimeneten U_o feszültség vagy I_o áram (6.3.a. ábra). Az átalakítás-

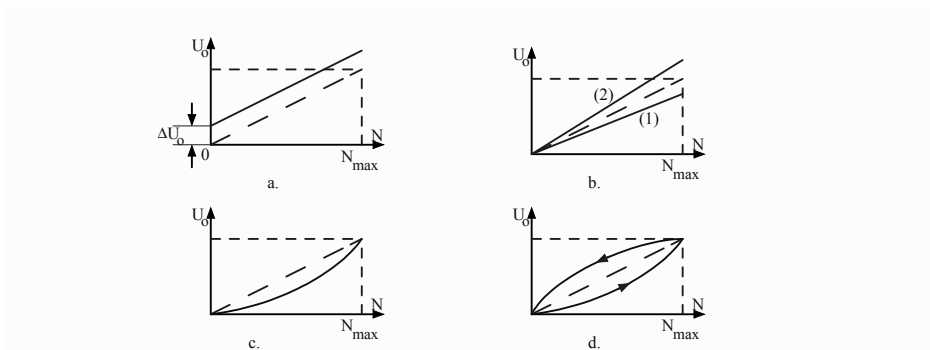


6.3. ábra. DAC jelképe (a) és átviteli karakterisztikája (b)

hoz egy analóg referencia is szükséges, ami lehet feszültség (U_R – pontos feszültség-forrás) vagy áram (I_R – pontos áramgenerátor). A DAC működését az

$$U_o = K \cdot U_R \cdot N \quad (6.6)$$

egyenlőséggel lehet jellemezni, ami egyben az $U_o(N)$ átviteli karakterisztikát is jelenti. A (6.6) kifejezést feszültségekre írtuk fel, ez a gyakoribb kivitelezés. A K állandó függ az N bitszámától és az átalakító típusától. Ábrázolva a (6.6) függvényt $n = 3$ bitre (tipikus példa), $K = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{8}$ és a 6.3.b ábrán láthatjuk az $U_o(N)$ átviteli karakterisztikát. A DAC bemeneti száma $n = 3$ -ra mindössze nyolc értéket vehet fel, így a karakterisztika egy pontthalmazból áll, amelyek **ideális esetben** az origón áthaladó egyenesen helyezkednek el. A valódi átalakítók aktív (tranzisztoros kapcsolók, feszültség- és áramforrások) és passzív (ellenállások, kondenzátorok) elemekből épülnek fel, amelyek mindenike járulékos hibát okozhat. Ebből kifolyólag a valós DAC hibáit statikus hibaként kezelik, és ezek a következők:



6.4. ábra. DAC hibái: ofszet (a), erősítés (b), linearitás (c) és hiszterézis (d) hibák

- **Ofszethiba:** a bemenő N szám nullás értékére a kimeneten ΔU_o feszültség jelenik meg (6.4.a. ábra);
- **Erősítési hiba:** a valódi karakterisztika iránytényezője eltér az ideálistól (6.4.b. ábra);
- **Linearitási hiba:** a valódi karakterisztika alakjában eltér az ideális egyenestől (6.4.c. ábra);
- **Hiszterézis hiba:** a valódi karakterisztika a felmenő ágon különbözik a lemenő ágtól (6.4.d. ábra).

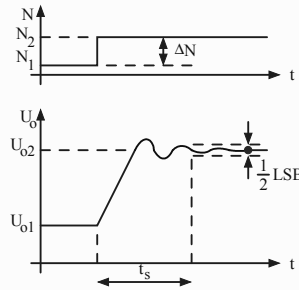
A 6.4. ábrákon az ideális egyenes karakterisztikát szaggatott vonallal ábrázoltuk.

A DAC átalakítókat még néhány adattal jellemezzük:

- A DAC átalakító **felbontóképessége** (r – Resolution), ami azt jelenti, hogy a bemenő mennyiség (N), mely változására észlelhető a kimeneten (U_o) változás. A gyakorlatban a DAC-nél a felbontóképességet

az átalakító bemenetére csatolható bináris szám bitszáma adja meg. A gyakorlatban $r = 8b...25b$ (b – bit), az átalakító felépítésétől és működési elvétől függően.

- Az átalakító **kódja**, vagyis milyen kódban kifejezett számot fogad el a bemeneten. Ugyanaz a DAC átalakító különböző kódokat fogadhat be aszerint, hogyan kötik be a referenciákat és a kimenetet(-ket). Az átalakító időbeli teljesítményét főleg két mennyiséggel jellemezzük (dinamikus jellemzők):
- A **válaszidő** (t_s – Settling Time) a DAC átalakító bemenetén megjelenő $\Delta N \geq \frac{1}{2}FS$ lépcsőszerű változás pillanatától a kimeneti feszültség (U_o) kezdeti U_{o1} értékről a végső U_{o2} értékre való beállásáig eltelt idő, amikor U_o az $1/2$ LSB-nek megfelelő kimenőfeszültségnél kevesebbel különbözik az U_{o2} végértéktől (6.5. ábra). A válaszidő nagyságrendje 10..100 ns.



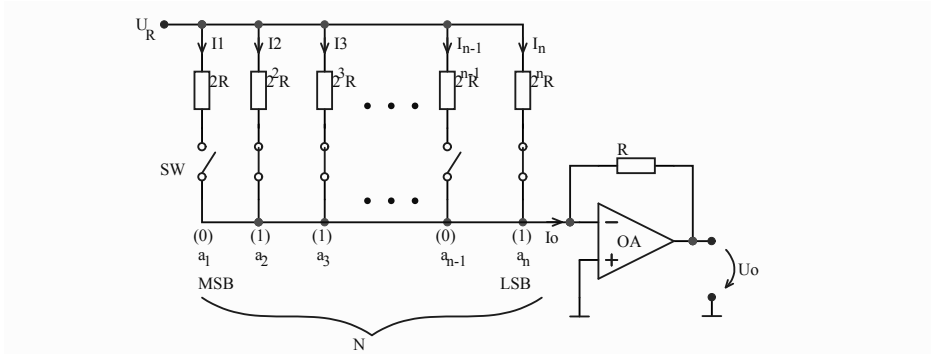
6.5. ábra. Szemléltető a DAC beállási idejének az értelmezésére

- Az **átalakítási sebesség** (v_c – Conversion Rate) a válaszidőből adódik, és kifejezi, hány D/A átalakítást képes elvégezni a DAC egységni idő alatt. Egyszerűsítve $v_c = 1/t_c[1/s]$.

6.2.1. Súlyozott ellenállású digitális-analóg átalakítók

Az egyik alapvető DAC kapcsolás a súlyozott ellenállásokat tartalmazó átalakító. Ha a bemeneti N szám természetes bináris kódban van, akkor a 6.6. ábra szerinti kapcsolású DAC-t használhatjuk. Az átalakító máris a b_i biteket a_k -ként értelmezi, mint a skálázott bináris szám biteit.

A $2^k R$ ellenállások ($k = 1..n$), SW (Switch) elektronikus kapcsolókon keresztül táplálják be a megfelelő I_k áramot a kimenő I_o áram összegbe,



6.6. ábra. Binárisan súlyozott ellenállásokkal épített DAC

amennyiben a kapcsoló zárva van. A bemenő N szám bitjei a SW kapcsolókat vezérlik: ha $a_k = 0$, a kapcsoló nyitva van és I_k nem jut I_o -ba, ha $a_k = 1$ a kapcsoló zárt és I_k hozzáadódik az I_o -ba. Zárt kapcsolók esetén a párhuzamos ágak áramai:

$$I_1 = \frac{U_R}{2R}; I_2 = \frac{U_R}{2^2R}; I_3 = \frac{U_R}{2^3R}; \dots; I_n = \frac{U_R}{2^nR},$$

vagyis általában az $I_k = \frac{U_R}{2^kR}$. Az I_o összegáram:

$$I_o = \sum_{k=1}^n a_k I_k = \frac{U_R}{R} \sum_{k=1}^n a_k 2^{-k} = \frac{U_R}{R} \cdot N'_2;$$

vagyis

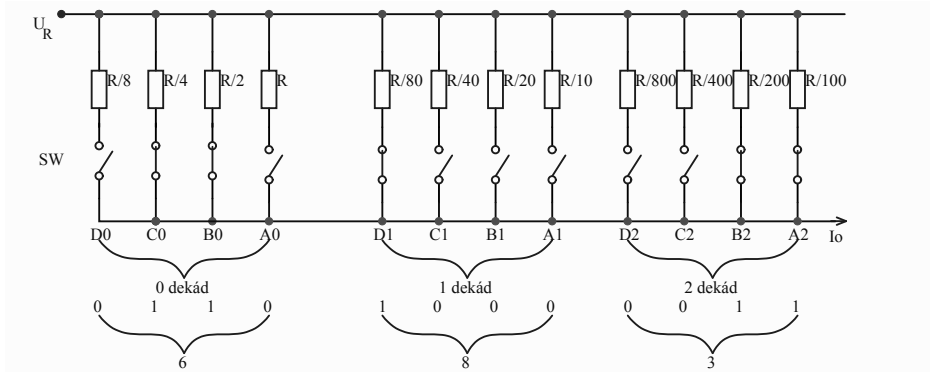
$$I_o = \frac{U_R}{R} \cdot \frac{N_2}{2^n}, \quad (6.7)$$

ahol N'_2 a skálázott bináris kód. A 6.6. ábrán érzékeltetjük a bemenő bitek értékei (0 vagy 1) és a SW kapcsolók nyitott vagy csukott állapotai közötti megfeleltetést. I_o áramból egy invertáló műveleti erősítő áram-feszültség kapcsolással U_o feszültséget kapunk:

$$U_o = -R \cdot I_o = -U_R \cdot \frac{N_2}{2^n}. \quad (6.8)$$

Ha az $U_R < 0$, a $K = \frac{1}{2^n}$, a (6.8) kifejezés azonos a (6.6) általános egyenlettel. Ezek az átalakítók 8-12 bites felbontásúak.

A súlyozott ellenállások arra is felhasználhatók, hogy a természetes bináristól eltérő kódolású számot alakítson analóg jellé. Például ez a típusú



6.7. ábra. NBCD három dekádját átalakító DAC súlyozott ellenállásokkal

DAC felépíthető valamely BCD kódolású szám analóggá alakítására (6.7. ábra). Az ábrán a 8421 súlyozású NBCD kód három dekádjának a szerkezetét mutatjuk be. Az egység dekád (10^0) bitjei D_0 , C_0 , B_0 , A_0 a 8,4,2 és 1 súlyozást képezik és az SW elektronikus kapcsolók állapotát határozzák meg: 0 értékű bitre a kapcsoló nyitott (nem vezet áramot), 1 értékű bitre vezet. A helyzet hasonló tízes dekádnál (10^1 , bitek D_1 , C_1 , B_1 , A_1) és a százask dekádnál is (10^2 , bitek D_2 , C_2 , B_2 , A_2). Az összegáram a következőképpen fejezhető ki:

$$\begin{aligned}
 I_o = & D_0 \frac{U_R}{8} + C_0 \frac{U_R}{4} + B_0 \frac{U_R}{2} + A_0 \frac{U_R}{R} + \\
 & + D_1 \frac{U_R}{80} + C_1 \frac{U_R}{40} + B_1 \frac{U_R}{20} + A_1 \frac{U_R}{10} + \\
 & + D_2 \frac{U_R}{800} + C_2 \frac{U_R}{400} + B_2 \frac{U_R}{200} + A_2 \frac{U_R}{100}
 \end{aligned}$$

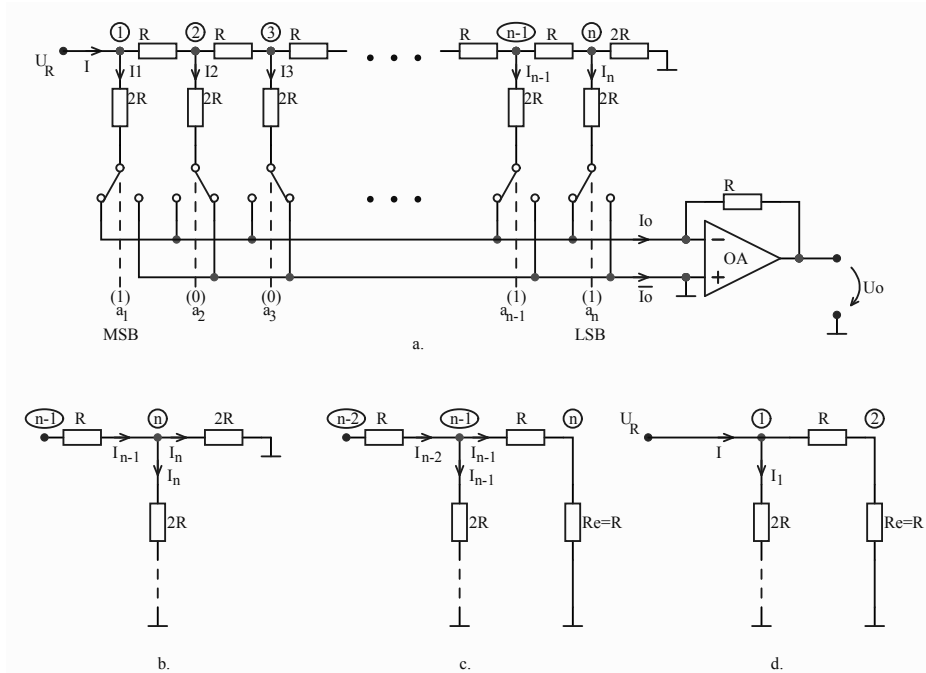
következik

$$\begin{aligned}
 I_o = \frac{U_R}{R} [8D_0 + 4C_0 + 2B_0 + A_0 + 10(8D_1 + 4C_1 + 2B_1 + A_1) + \\
 + 100(8D_2 + 4C_2 + 2B_2 + A_2)], \quad (6.9)
 \end{aligned}$$

ami az NBCD kódolású szám tízes rendszerű értékével arányos áramot fejez ki. Az ábrán látható csukott-nyitott állapotokat létrehozó NBCD bitek állapotában a kimeneten a 386 tízes rendszerű számmal arányos áramot kapunk.

6.2.2. R-2R létrát alkalmazó DAC

Az egyik legkedveltebb ellenállás alapú digitális-analóg átalakító felépítésében $R - 2R$ létra szerkezetet használ (6.8.a. ábra). Az ún. „létrát” a



6.8. ábra. $R - 2R$ létrát alkalmazó DAC (a) és a működését magyarázó áramköri szakaszok (b,c és d)

hosszanti R ellenállások sora és a $2R$ keresztirányú ellenállások (a „létra fokai”) alkotják. Mivel az I_k áramok, hol az I_o , hol \bar{I}_o áramokba csatlakoznak, az SW elektronikus kapcsolókon mindig ugyanakkora áram folyik keresztül (nyilván áganként). A kapcsolók helyzetét most is a bemenő N szám bitjei (itt N kimondottan természetes bináris kódolású) határozzák meg. Ha az SW sor k számú kapcsolójára $a_k = 0$ értéket adunk, az I_k áram az \bar{I}_o -ba fog folyni, míg $a_k = 1$ értékre I_k az I_o -ba összegződik. Hogy mekkorák az I_k áramok, azt az áramkör elemzésével fogjuk bemutatni. Ha az I_o és \bar{I}_o áramok egy OA műveleti erősítő két differenciálbemenetéhez kapcsolódnak, akkor az I_k ágak áramai mindig egy testpotenciálú pontba folynak.

Kezdjük az elemzést az n csomópontnál (6.8.b. ábra), ahol két, egyenként $2R$ ellenállás kapcsolódik párhuzamba. Egyértelmű, ha a SW kapcsoló felé I_n áram folyik, akkor a $2R$ záróellenálláson (a test felé) is I_n áram halad át. Akkor az n csomópontba bejövő áram (nevezzük I_{n-1} -nek) kettővel oszódik, vagyis $I_n = \frac{I_{n-1}}{2}$. Az n csomópontra vonatkoztatott egyenértékű ellenállás (a test felé): $R_e = 2R \parallel 2R = R$.

Továbbhaladva balra az $(n-1)$ csomóponthoz (6.8.c. ábra), ugyanaz az állapot tapasztalható: az $(n-1)$ csomópontba bejövő I_{n-2} áram újból két egyenlő részre oszlik $I_{n-1} = \frac{I_{n-2}}{2}$ és az $(n-1)$ csomópont egyenértékű ellenállása a test felé megint $R_e = R$.

Megállapíthatunk két általános szabályt:

- egy csomópontba érkező áram kettővel oszódik;
- a létrahálózat bármely csomópontra vonatkoztatott, a test felé számított egyenértékű ellenállása R .

Balra haladva, elérünk az 1 csomóponthoz (6.8.d. ábra), ahol megállapítható:

$$I = \frac{U_R}{R}, \quad (6.10)$$

valamint

$$I_1 = \frac{I}{2}; I_2 = \frac{I_1}{2} = \frac{I}{2^2}, \dots, I_k = \frac{I}{2^k}, \dots, I_n = \frac{I}{2^n}.$$

Most kiszámíthatjuk az I_o összegáramot (ide egy I_k áram $a_k = 1$ értékére folyik be).

$$I_o = \sum_{k=1}^n a_k I_k = \sum_{k=1}^n a_k \cdot \frac{I}{2^k} = \frac{U_R}{R} \sum_{k=1}^n a_k \cdot 2^{-k}. \quad (6.11)$$

Ha a kimeneten az OA áram-feszültség kapcsolás található, akkor a kimenőfeszültség

$$U_o = -RI_o = -U_R \cdot N'_2 = -U_R \frac{N_2}{2^n}, \quad (6.12)$$

ahol N'_2 a skálázott bináris szám. Ha $U_R < 0$ és $K = \frac{1}{2^n}$, akkor megint az általános, DAC-t jellemző (6.6) kifejezést kapjuk.

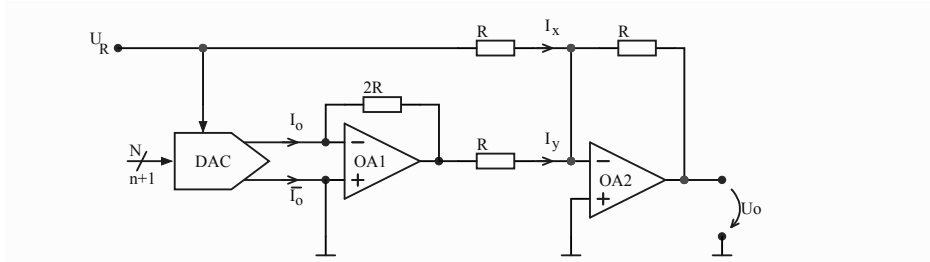
Az \bar{I}_o áramot formálisan tagadott alakba tettük, mert

$$\bar{I}_o = \sum_{k=1}^n \bar{a}_k \cdot I_k.$$

Ha összeadjuk I_o -t \bar{I}_o -al, akkor:

$$I_o + \bar{I}_o = \sum_{k=1}^n a_k I_k + \sum_{k=1}^n \bar{a}_k I_k = \sum_{k=1}^n (a_k + \bar{a}_k) I_k,$$

vagyis $I_o + \bar{I}_o = I$. Lényegében I_o és \bar{I}_o összege mindig az U_R -től származó I áramot adja.



6.9. ábra. Az $R - 2R$ létrás DAC bekötése többletes bipoláris kódolású bináris számbemenetre

Amint említettük, a DAC átalakító bekötésétől függően a természetes bináristól eltérő kódolású számot is képes átalakítani. Példának tekintsük a 6.9. ábrán látható kapcsolást, ahol az \bar{I}_o kimenet testhez kötött, míg az I_o kimenetre két műveleti erősítőt kapcsolunk. A kimenőfeszültség:

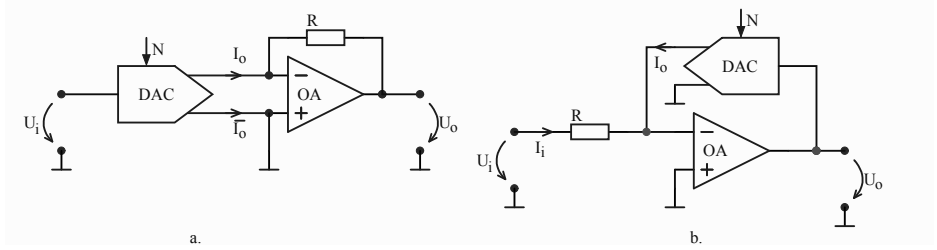
$$U_o = -R(I_x + I_y) = -R\left(\frac{U_R}{R} - \frac{2RI_o}{R}\right) = -U_R + 2U_R N'_2 \quad (6.13)$$

Az N'_2 szám természetes binárisban n bites, de ha ez bipoláris többletes kódban van (ez csak természetes bináris kód, de FS-sel el van tolva a skála), akkor a kód $(n+1)$ bitet tartalmaz. Tehát a bemutatott kapcsolás többletes (Shifted Binary) kódra érvényes. Ellenőrzésként nézzük meg a kimenő U_o feszültséget a többletes kód három kritikus pontjában:

- $N'_2 = 0,000..00 = 0$ (a tizedesvessző után $n+1$ bit), akkor
 $U_o = -U_R = -FS$.
- $N'_2 = 0,100..00$, (a tizedesvessző után $n+1$ bit), akkor $N'_2 = \frac{1}{2}$, így
 $U_o = -U_R + 2\frac{1}{2}U_R = 0$. Ez a skála közepe.
- $N'_2 = N'_{2max} = 0.111..11$, akkor
 $U_o = -U_R + 2 \cdot \frac{2^n - 1}{2^n} U_R = +U_R - \frac{U_R}{2^{n-1}}$,

vagyis a $+FS$ mínusz 1LSB (ne feledjük: itt az n valójában $n + 1$, tehát a kivonandó tag tényleg 1LSB, vagyis $U_R/2^n$).

Szintén az $R - 2R$ létrás DAC segítségével megvalósítható a programozott attenuátor és erősítő egy-egy nagyon kedvelt és használt változata (6.10. ábra).



6.10. ábra. DAC segítségével felépített attenuátor (a) és erősítő (b)

Ha a digitális-analóg átalakító referencia bemenetére az U_i bemeneti feszültséget kapcsoljuk (6.10.a. ábra), akkor a (6.11) szerint:

$$I_o = \frac{U_i}{R} \cdot N'_2.$$

A kimenőfeszültség

$$U_o = -R \cdot I_o = -U_i N'_2 = -U_i \cdot \frac{N_2}{2^n}. \quad (6.14)$$

A (6.14) kifejezésben $N_2 < 2^n = FS$, így nyilvánvalóan $|U_o| < U_i$, vagyis csillapításunk van. Az N_2 bináris számból nagyon finom, LSB-nyi lépcsőkben lehet a csillapítást programozni (megválasztani).

Ha a DAC átalakítót az OA műveleti erősítő negatív visszacsatolásába kötjük (6.10.b. ábra), akkor a következőket írhatjuk fel:

$$I_o = \frac{U_o}{R} N'_2; \quad I_o + I_i = 0; \quad I_i = \frac{U_i}{R},$$

így

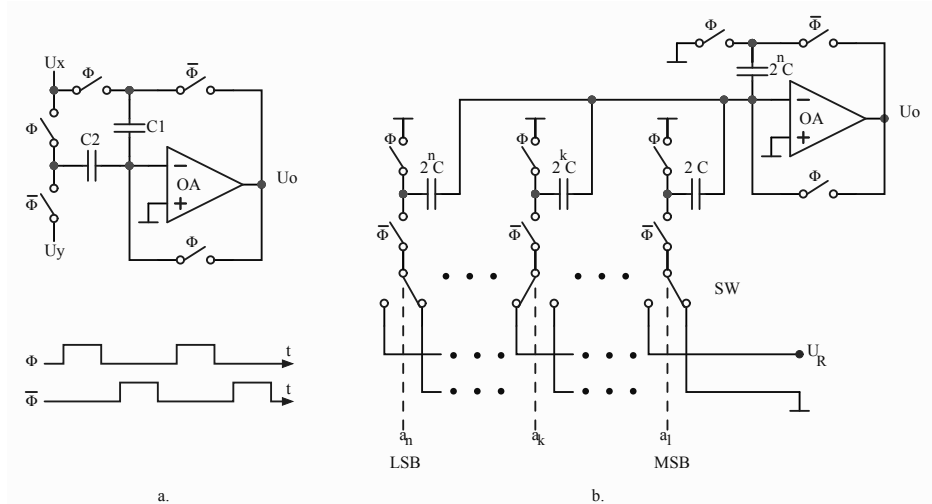
$$U_o = \frac{R I_o}{N'_2} = -\frac{R}{N'_2} \cdot \frac{U_i}{R} = -\frac{U_i}{N'_2} = -\frac{U_i \cdot 2^n}{N_2}. \quad (6.15)$$

Mivel $N_2 < 2^n = FS$, következik $|U_o| > U_i$, vagyis erősítőnk van, amelynél az $A = \frac{2^n}{N_2}$ erősítést LSB-ként lehet változtatni programozás során (vagy távvezérléses kezelőfelületen gombnyomással). A (6.15) képletből látszik,

hogy az N_2 értékével csak addig lehet lefele haladni, amíg az U_o feszültség eléri a műveleti erősítő telítési tartományának az alsó határát. Ha N_2 -t ez alá csökkentjük, U_o korlátozódik az U_{os} telített értékre.

6.2.3. DAC súlyozott kapcsolt kapacitásokkal

A súlyozott ellenállások helyett (6.6. ábra) súlyozott kapacitásokkal is kivitelezni lehet egy természetes bináris kód bemenetű digitális-analóg átalakítót (6.11. ábra).



6.11. ábra. Egy kapcsolt kapacitásos alapáramkör (a) és n bites DAC kapcsolt súlyozott kapacitásokkal (b)

Az alapkapcsolás, amelyet külön elemzünk (6.11.a. ábra), C_1 és C_2 kapacitást tartalmaz, amelyeket U_x és U_y feszültségekre kapcsolunk a Φ és $\bar{\Phi}$ ellenfázisban működő kapcsolókkal: Φ esetben a Φ kapcsolók vannak bekapcsolva, $\bar{\Phi}$ kikapcsolva, $\bar{\Phi}$ esetben fordítottak az állapotok. Soha nem lehet egyidejűleg Φ és $\bar{\Phi}$ kapcsoló bekapcsolva. De az lehet, hogy a $\bar{\Phi}$ vagy Φ hiányában minden kapcsoló nyitott.

Ha nulla kapacitás töltésállapotból indulunk ki (amit az invertáló bemenetre visszacsatoló Φ kapcsoló hoz létre), a Φ esetben a C_1 és C_2 az U_x feszültségre töltődik fel, így a közös ponton [mind az U_x felől, mind az OA (-) kapcsán] a töltés: $q = U_x(C_1 + C_2)$. Amikor vége a Φ állapotnak, a (-) AO kapocsnál a töltés megmarad, nincs kisülési lehetősége.

A $\bar{\Phi}$ fázisban C_1 feltelik $q'_1 = C_1 U_o$, a C_2 pedig $q'_2 = C_2 U_y$ töltésre. Amikor $\bar{\Phi}$ befejeződik, az újabb Φ fázisig tartó szünetben

$$q = q'_1 + q'_2$$

$$U_x(C_1 + C_2) = C_2 U_y + C_1 U_o,$$

ahonnan

$$U_o = \frac{U_x(C_1 + C_2) - C_2 U_y}{C_1}. \quad (6.16)$$

Ezt az alapkapcsolást beillesztve a 6.11.b. ábrán látható DAC kapcsolásba a következőket vettük:

- $C_1 = 2^n C$, ahol n a DAC felbontása;
- $C_2 = 2^k C$, az a_k bit vezérelte sejtnél (tehát az MSB a_1 vezérlésűnél $C_2 = 2C$; az a_2 -nél $C_2 = 2^2 C, \dots$, az LSB a_n vezéreltnél $C_2 = 2^n C$);
- $U_x = 0$
- U_y a SW kapcsolók állásától függ: $a_k = 1$ értékre a k sejtre $U_y = U_R$ kapcsolódik, $a_k = 0$ értékre $U_y = 0$.

Az n sejt működése egymástól független. Az U_o kimenőfeszültség a $C_1 = 2^n C$ kapacitáson felgyűlt összeg töltésétől függ. A k cella hozzájárulása az U_o feszültséghez (6.16) képlet szerint:

$$U_{ok} = \frac{0 - a_k U_R 2^k C}{2^n C}. \quad (6.17)$$

Az egész kapcsolás kimenőfeszültsége:

$$U_o = \sum U_{ok} = -\frac{U_R}{2^n} \sum_{k=1}^n a_k 2^k = -U_R N'_2. \quad (6.18)$$

Ez a képlet megint a (6.6) kifejezéssel azonos, vagyis egy természetes bináris kódolású számot ezzel szigorúan arányos analóg feszültséggé alakít.

A kapcsolt kapacitással kivitelezett DAC átalakítókat könnyebb integrálni, mint az ellenállásokkal felépítetteket, és a válaszidejük is jóval rövidebb, tehát gyorsabbak. A gyártók olyan R vagy C alapú DAC termékeket ajánlanak, amelyek felbontása $r = 8 - 18b$, átalakítási sebessége eléri a 30 MHz frekvenciát is.

6.2.4. Szigma-delta modulációs digitális-analóg átalakítók

Az ellenállás vagy kapacitás hálózaton és elektronikus kapcsolókra felépülő DAC-k felbontása korlátozott ($r \leq 16b$) az áramköri elemek értékszórásából és a tranziens jelenségekből kifolyóan. Az elektronikai áramkörök

integrálási fokának a növekedésével lehetővé vált olyan jelfeldolgozó egységek beépítése, amelyek lehetővé teszik az áramköri elem pontossági kérdéseinek a jelfeldolgozó oldalán való megoldását. Így lettek kivitelezhetők a szigma-delta modulációs ($\Sigma - \Delta$) analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók. Bővebben az ADC-nél foglalkozunk a $\Sigma - \Delta$ eljárás részleteivel, itt a DAC bemutatásánál csak a minimum szükséges fogalmat hozzuk be.

A $\Sigma - \Delta$ modulációs eljárások **mintavételezett** jelekkel dolgoznak.

A **Shannon–Nyquist-szabály** szerint egy ω_M felső frekvencia határolt jelt visszaépíthetünk aluláteresztő szűrés által a mintákból, ha a mintavételezés frekvenciája legkevesebb kétszerese az ω_M -nek ($\omega_s \geq 2\omega_M$). Ezt a minimális frekvenciát Nyquist-frekvenciának nevezzük:

$$\omega_N = \omega_s = 2\omega_M, \quad (6.19)$$

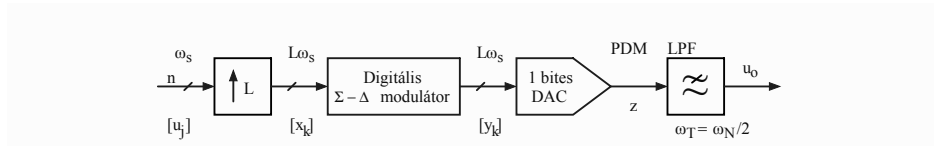
ahol az s index az angol sample = minta szó kezdőbetűje.

Ha az ω_M frekvenciakorlátos jelet $\omega_s > \omega_N$ frekvencián mintavételezzük, akkor túlmintavételezünk, amit a túlmintavételezési arányszámmal (OSR – Oversampling Ratio) fejezünk ki:

$$OSR = \frac{\omega_s}{\omega_N}. \quad (6.20)$$

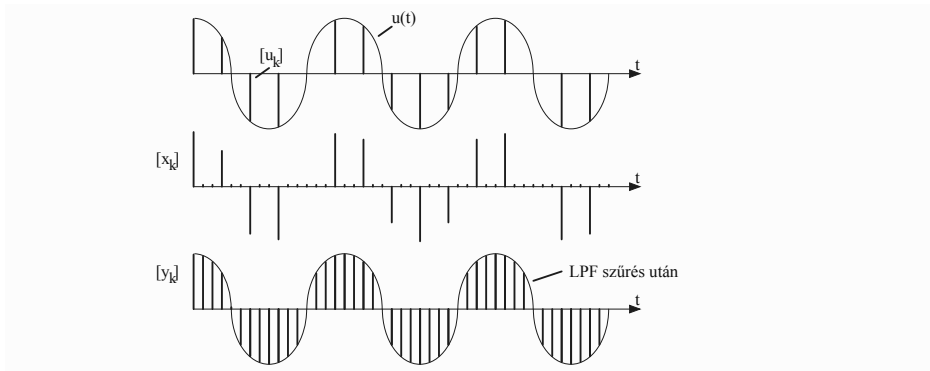
A túlmintavételezést az ADC és DAC-nél a nagyfokú zajelnyomás céljából alkalmazzák.

A $\Sigma - \Delta$ modulációs DAC tömbvázlatán (6.12. ábra) a bemenetre ω_s



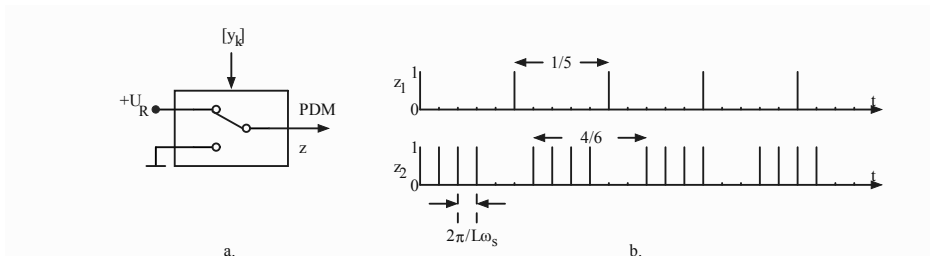
6.12. ábra. Sigma-Delta modulációs DAC szerkezete

mintavételi frekvencián (ami megfelel az $\omega_s \geq \omega_N$ feltételnek) digitális alakban (számok bináris kódban) az $[u_j]$ minták érkeznek. Az L bővítő tömbben behozzuk a túlmintavételezést úgy, hogy két beérkező minta közé beiktatunk $(L-1)$ zéró értéket, így a kimeneten az $[x_k]$ mintasort kapjuk (6.13. ábra), ezt immár $L\omega_s$ frekvencián $OSR = L$ (az ábrán $L = 3$). Az $L\omega_s$ frekvenciájú minták a digitális szigma-delta modulátorba kerülnek (Σ – minden lépésben integrálást-összeadást végez; Δ – minden lépésben különbséget képez). A modulátorból $L\omega_s$ frekvencián az $[y_k]$ kimenet egybites digitális-analóg



6.13. ábra. A bemenő $[u_k]$ minták túlmintavételezése és az analóg $u(t)$ jel újraépítése

átalakítóba jut, ami nem más, mint két feszültség között működő kapcsoló, amelyet $[y_k]$ vezérel (6.14.a. ábra) Eredményként 0 és 1 bitekből álló



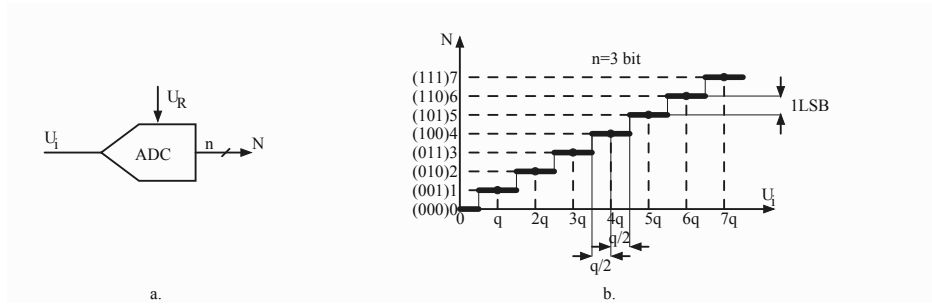
6.14. ábra. Egybites DAC (a) és ennek a PDM kimenete (b)

sorozat jön létre (z a 6.14.b. ábrán), amelyekben az egyes bitek sűrűsége arányos a megfelelő minta értékével. Ezt az impulzustípust impulzussűrűség modulációként (PDM – Pulse Density Modulation) ismerjük. A 6.14.b. ábrán egyszerű példával megmutatjuk az $1/5$ (egy egyes 5 impulzusból) és $4/6$ (négy 1-es 6 impulzusból) sűrűségű PDM jelt. A gyakorlatban a PDM jel nevezőjében nagy számok vannak ($2^7 \dots 2^{10}$), így az impulzussűrűség nagyon finoman meghatározható (akár ezrednyi hibával). A PDM jelet LPF aluláteresztő szűrőn (töréspont frekvenciája $\omega_M = \omega_N/2$) átvisszük, és a kimenő u_o feszültség (analóg, folytonos jel) a PDM jel középvértékét adja, ami maga az impulzussűrűség.

A $\Sigma - \Delta$ modulációs DAC-k nagy felbontásúak, akár 24 bitesek is lehetnek, átalakítási sebességük a 200 kHz frekvenciát is elérik.

6.3. Analóg-digitális átalakítók

Az analóg-digitális átalakítók (ADC – Analog to Digital Converter) a folytonos amplitúdós analóg jeleket kvantált, csak bizonyos értékeket felvehető, kódolt digitális adatokká alakítja. Az ADC (6.15.a. ábra) bemenetére



6.15. ábra. Analóg-digitális átalakító (a) és az átviteli karakterisztika (b) $n = 3$ bites felbontása

az átalakítandó U_i analóg feszültséget kapcsoljuk, a kimenetén n bites N binárisan kódolt számot kapunk. Az átalakítás analóg referencia (U_R – referenciefeszültség) hozzájárulásával megy végbe. Az átviteli karakterisztika kifejezhető:

$$N \simeq K \frac{U_i}{U_R} \quad (6.21)$$

összefüggéssel. A körülbelüli egyenlőség azt jelzi, hogy a folytonos valós intervallumot, amelyből U_i értékeit veszi, egy véges számú, diszkrét halmazba képezzük le, tehát megközelítési eljárást alkalmazunk. A K egy ADC függő állandó.

Ha a digitális N számnak n bitje van, akkor az ADC egy fontos jellemzője a **kvantum**:

$$q = \frac{U_R}{2^n}, \quad (6.22)$$

amely az U_i analóg jel kvantálási folyamatának a lépcső értékét adja.

Az ADC átalakítók leggyakrabban a **kerekítéses megközelítést** használják, amely szerint az $U_i \in [kq - \frac{q}{2}; kq + \frac{q}{2})$ bármely értékére a kimenő

számunk $N = k$ értéke van. Ezzel a kerekítéssel megközelítéssel építettük fel az $n = 3$ bites ADC átviteli karakterisztikáját (6.15.b. ábra). A karakterisztika lépcsőgörbe, minden $(kq + \frac{q}{2})$ pontban a görbe lépcsőszerűen ugrik az $N = k + 1$ értékre. A függőleges ugrások (szaggatott vonallal jelölve) nem elemei a karakterisztikának. Ideális esetben a lépcsőfok szélessége q kvantumnyi, két szomszédos lépcsőfok közötti távolság 1 LSB.

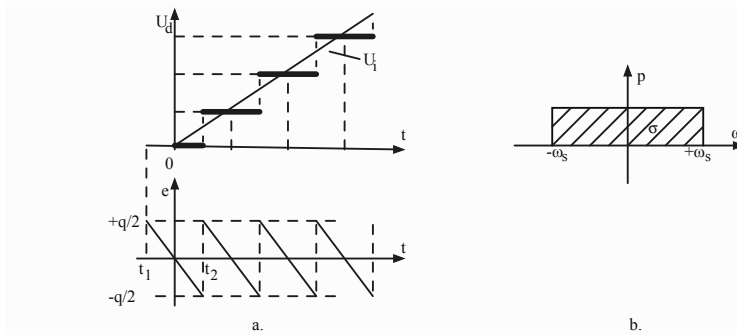
Ha a vízszintes lépcsőfokok közepeit összekötjük, ez egy origón áthaladó egyenest ad (ideális ADC). A valós ADC-k a DAC átalakítókhoz hasonló meghatározások alapján (6.4. ábra) **ofszet-, erősítési, linearitási és hiszterézishibákkal** rendelkezhetnek, azzal a megjegyzéssel, hogy az ADC-nél létezik differenciális DNL és integrál INL nemlinearitás. Egy ADC-re jellemző hiba még a kódrendellenesség (Nonuniformity), amely azt jelenti, hogy a kódok szigorúan növekvő halmazából hiányoznak egyes értékek, míg mások ismétlődhetnek.

A megközelítési eljárás miatt még ideális esetben is létezik a **kvantálási hiba** (e_a), amely maximális értéke:

$$e_{qmax} = \pm \frac{q}{2}, \quad (6.23)$$

ami az analóg hibaérték és ennek a $\pm \frac{1}{2}LSB$ numerikus érték felel meg.

Az e_q kvantálási hiba jelfeldolgozás szempontjából zajnak számít, különben ezt **kvantálási zajnak** nevezzük. Statisztikai módszerekkel ki lehet számítani a kvantálási zaj **négyzetes középértékét** (σ_q), de létezik egy egyszerűbb, átláthatóbb módszer, amely azonos eredményt ad s melyet a 6.16.a. ábrán mutatunk be. U_i analóg feszültséget kvantálás által U_d diszkrét



6.16. ábra. A kvantálási hiba négyzetes középértékének számításához

szintekkel közelítjük meg (U_d már a digitális számnak megfelelő analóg feszültség). A kvantálási hiba

$$e_q(t) = U_d - U_i \quad (6.24)$$

$-\frac{q}{2}$ és $+\frac{q}{2}$ értékek között változik. Ezen egyszerűsített módszernél az $e_q(t)$ egyenes szakaszokból áll (ami szabályosan ismétlődik). Az origón áthaladó $t \in [t_1, t_2]$ szakasz egyenlete $e_q(t) = -mt$, ahol m az egyenes irányítányezője. Az $e_q(t)$ négyzetes középértéke:

$$\sigma_q = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} e^2(t) dt}. \quad (6.25)$$

Az integrálási korlátokat határozzuk meg:

- ha $t = t_1$; $e_q(t_1) = -mt_1 = +\frac{q}{2}$; $t_1 = -\frac{q}{2m}$
- ha $t = t_2$; $e_q(t_2) = -mt_2 = -\frac{q}{2}$; $t_2 = \frac{q}{2m}$

Az eddig meghatározott kifejezéseket (6.25)-be helyettesítve kapjuk:

$$\sigma_q^2 = \frac{m}{q} \int_{t_1}^{t_2} (-mt)^2 dt = \frac{m^3}{q} \cdot \frac{t^3}{3} \Big|_{-\frac{q}{2m}}^{\frac{q}{2m}} = \frac{q^2}{12},$$

ahonnan megkapjuk a kvantálási hiba négyzetes középértékének jól ismert kifejezését:

$$\sigma_q = \frac{q}{\sqrt{12}}. \quad (6.26)$$

Jelfeldolgozás szempontjából ezt a hibát úgy tekintjük, mint **fehér zajt**, amely a mintavételezéskor használt ω_s frekvencia ($-\omega_s; +\omega_s$) tartományában egyenletes p valószínűséggel oszlik el, és a 6.16.b. ábrán látható disztribúció felülete σ_q -val arányos (akár egyenlő).

A kvantálási zajból kiindulva kiszámíthatjuk az ADC átalakító jel-zaj arányát, SNR (Signal to Noise Ratio):

$$SNR = 20 \lg \frac{\text{a jel effektív értéke}}{\text{a zaj effektív értéke}}. \quad (6.27)$$

Ha jelnek egy szinuszelet veszünk, amely csúcs-csúcs értéke $2^n \cdot q$, tehát a félhullám amplitúdója $(2^n q)/2 = 2^{n-1} q$, akkor (6.27)-ből kapjuk:

$$SNR = 20 \lg \frac{(2^{n-1} q)/\sqrt{2}}{q/\sqrt{12}},$$

ahonnan kapjuk

$$SNR = 6,02 \cdot n + 1,76 \text{ [dB]}. \quad (6.28)$$

Ez fontos összefüggés, amely megmutatja az ADC n bitszámának a korlátját SNR-től függően.

Megállapíthatjuk, hogy egy analóg-digitális átalakító lényegében két jel-feldolgozást végez el: **kvantálást** és **kódolást**.

Az említett hibákon kívül vannak más fontos jellemzői is az ADC átalakítóknak:

- Az ADC **felbontóképessége**, amelyet a DAC-hoz hasonlóan, a bináris kód bitszámával fejezünk ki. Az ADC-k felbontása $r = 8b \dots 25b$ lehet.
- Az ADC **átalakítási ideje**, t_c (Conversion time) az analóg-digitális (A/D) átalakítás elindításának pillanatától számított idő, amíg a digitális kimeneten érvényes bináris szám áll rendelkezésre. Vannak ADC átalakítók, amelyeknél egy SC (Start of Conversion) impulzusra indul az A/D átalakítási folyamat, és az átalakítás befejeztével az ADC kibocsát egy EC (End of Conversion) jelet. Itt $t_c = t_{EC} - t_{SC}$.
- Az ADC **átalakítási sebessége**, v_c , amit átalakítási ráta (Conversion Rate) néven is említhetünk. Elvileg $v_c = 1/t_c$, de a valóságban a t_c -hez még hozzáadódhatnak késési, reset, SH idők is. Az ADC-k átalakítási sebességét másodpercenkénti mintában (Sps – Samples per second) adják meg, mivel a leggyakrabban az ADC-k a mintavételező (SH – Sample and Hold) áramkörök után következnek. Az ADC átalakítók sebessége 100 Sps-től 10 GSps-ig terjed.

Az analóg-digitális átalakítók fejlesztésük során bizonyos célokra lettek kialakítva. Van amikor a nagy sebesség és akár kisebb felbontás, máskor a nagy felbontás és akár a kisebb sebesség, vagy nagy soros zajelnyomás, nagy felbontás és kis sebesség kombinációk léteznek. Az ADC-k minőségi teljesítménye nyilvánvalóan halad az IC-technológiák fejlődésével.

Az analóg-digitális átalakítókat három nagy osztályba sorolhatjuk:

a) **Közvetlen átalakítású** ADC: az átalakítás egylépcsős, vagyis a bemenő U_i feszültséget egyetlen átalakítási folyamatban digitális kódban értelmezett számmá alakítja át. Ilyen ADC-k a **sorozatos megközelítésű** és a **párhuzamos** (flash) átalakítók alapkacsozásban vagy pipeline elrendezésben.

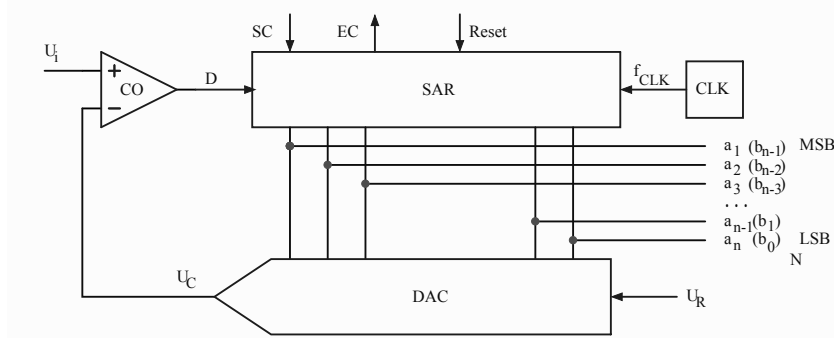
b) **Közvetett átalakítású** ADC: az átalakítás során a bemenő U_i feszültséget előbb egy időt jellemző mennyiséggé alakítjuk (időtartam vagy frekvencia), és egy második feldolgozás során alakul az időt jellemző mennyiség digitális kódban értelmezett számmá. Ilyen ADC-k integráló jellegűek és lehetnek **feszültség-idő** ADC-k (kétszeres vagy többszörös integrálással),

illetve **feszültség-frekvencia** átalakítók. Akár időből, akár frekvenciából digitális számot állítunk elő a digitális frekvenciamérési eljárással.

c) **Jelfeldolgozáson alapuló ADC**: az analóg-digitális átalakítás bonyolult jelfeldolgozási folyamatban jön létre, amelyek sorában szerepel mintavétel, túlmintavételezés, $\Sigma - \Delta$ **moduláció**, digitális szűrés, decimálás. Ezek a $\Sigma - \Delta$ ADC-k, a jelenben ismert legnagyobb felbontást biztosítanak elég jó átalakítási sebesség mellett.

6.3.1. Sorozatos megközelítéses analóg-digitális átalakítók

A sorozatos megközelítéses ADC nagyon elterjedt átalakítótípus, amelyeket akár 18 b felbontású változatban, illetve 5 MSps átalakítási sebességgel gyártanak. A kimeneti szám természetes bináris kódban (unipoláris kód) vagy ehhez hasonló többletes (bipoláris) kódban értelmezhető. Az átalakító egyszerű számrendszeri tényen alapszik: egy természetesen súlyozott szám-rendszerben egy bizonyos súlyból (rang) az **egységnyi érték** nagyobb, mint a kisebb rangú számok összessége. Pl. tízes számrendszerben a 6315 számban az ezres (10^3) rang egysége $1 \cdot 10^3 > 315$, a százask rang egysége $1 \cdot 10^2 > 15$ stb. Hasonló a helyzet a természetes bináris számokkal is, mivel ez a kód 2^i súlyokat rendel a 0 és 1 bináris számjegyekhez.



6.17. ábra. Sorozatos megközelítéses ADC tömbvázlata

Egy sorozatos megközelítéses analóg-digitális átalakító (6.17. ábra) központi összetevője a sorozatos megközelítéses regiszter (SAR – Successive Approximation Register), amely elvégzi az átalakítás algoritmusát és tárolja a kimenő kód bitjeit. Az átalakítási algoritmus egy CLK órajel f_{CLK} frekvenciáján megy végbe. A digitális-analóg átalakítónak (DAC) a SAR

szolgáltat bináris kódot. A DAC az

$$U_C = U_R \cdot N'_2 = U_R \sum_{k=1}^n a_k 2^{-k} \quad (6.29)$$

összefüggés szerinti U_C analóg feszültséget a komparátor (CO) egyik bemenetére kapcsolja mint visszacsatolási jelet. Az ADC sorrendi (szekvenciális) működésű, ezért az átalakítás megkezdésére az SC (Start of Conversion) bemenetre impulzust adunk, és az utolsó (LSB) bit meghatározása után a SAR kibocsátja az EC (End of Conversion) impulzust, jelezve, hogy az A/D átalakítás befejeződött és a kimeneten az N szám érvényes adat (Valid Data).

A Reset jellel a SAR beáll a kezdeti állapotba, amelyben a SAR kimenetén az MSB $a_1 = 1$, a többi bit $a_2 = a_3 = \dots a_n = 0$. Az első órajel alatt a DAC előállítja az első visszacsatoló feszültséget (6.29) szerint:

$$U_{c1} = U_R \cdot a_1 \cdot 2^{-1} = \frac{U_R}{2}.$$

A komparátor ezt összehasonlítja az átalakítandó U_i feszültséggel (ez állandó kell legyen a teljes A/D átalakítás ideje alatt) a kimenetén előállítva a D adatbitet:

- ha $U_i > U_{c1}$, akkor $D = 1$ és az első MSB bit $a_1 = 1$;
- ha $U_i < U_{c1}$, akkor $D = 0$ és $a_1 = 0$.

Az a_1 bitet így meghatároztuk, és ezt a SAR tárolja. A második órajel-intervallumban a SAR egyes értékre állítja a következő MSB-t ($a_2 = 1$), a többi továbbra is zérón tartja. Így a DAC kimenete:

$$U_{c2} = U_R(a_1 2^{-1} + 2^{-2}).$$

Ezt összehasonlítva U_i -vel a CO kimenetén az adatbit:

- ha $U_i > U_{c2}$, akkor $D = 1$, $a_2 = 1$, tárolva;
- ha $U_i < U_{c2}$, akkor $D = 0$, $a_2 = 0$, tárolva.

És a fentebb kétszer leírt ciklus tovább folytatódik, vagyis a SAR minden következő órajelre sorra állítja a súlyok csökkenő sorrendjében az a_2 , a_3 , a_4 ... biteket egyes értékre, és eldől mindenik bit végső értéke. Az A/D átalakítás utolsó órajel-intervallumában meghatározzuk az utolsó, az a_n (LSB) bit értékét, ami után jön az EC jel. A kimenőszám

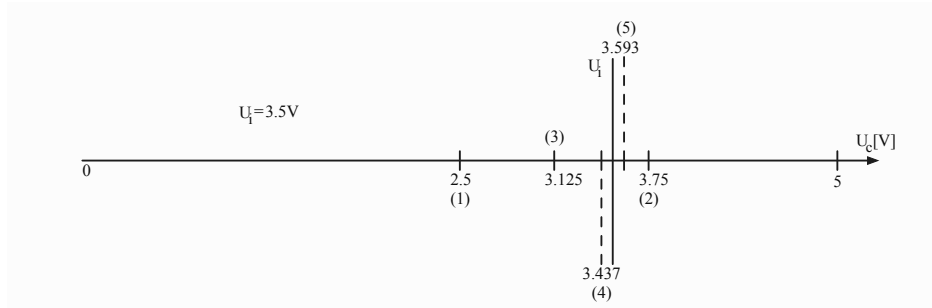
$$N'_2 = 0.a_1 a_2 a_3 \dots a_{n-1} a_n,$$

ami viszont értelmezhető, mint természetes bináris szám:

$$N_2 = b_{n-1}b_{n-2}b_{n-3}\dots b_1b_0,$$

ugyanabban a bitsorrendben. Az N'_2 -ben a_1 az MSB és a_n az LSB, az N_2 számban b_{n-1} az MSB és b_0 az LSB.

Talán jól jönne egy konkrét példa a sorozatos megközelítési algoritmus szemléltetésére. Tekintsük $U_R = 5\text{ V}$ és $U_i = 3,5\text{ V}$ példát (6.18. ábra).



6.18. ábra. A sorozatos megközelítést bemutató példa

Követve a fentebb leírt A/D átalakítási folyamatot (T_{CLK} – az órajel periódusa) következik:

– $T_{CLK}\#1$;

$$a_1 = 1; a_{2,3,\dots,n} = 0,$$

$$U_{c1} = U_R \cdot 2^{-1} = \frac{5}{2} = 2,5\text{ V}$$

$$U_i = 3,5\text{ V} > 2,5\text{ V} \implies a_1 = 1.$$

– $T_{CLK}\#2$;

$$a_1 = 1 \text{ (már ismert)}; a_2 = 1; a_{3,4,\dots,n} = 0,$$

$$U_{c2} = U_R(a_1 2^{-1} + 2^{-2}) = 5\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4}\right) = 3,75\text{ V};$$

$$U_i = 3,5\text{ V} < 3,75\text{ V} \implies a_2 = 0.$$

– $T_{CLK}\#3$;

$$a_1 = 1, a_2 = 0 \text{ (ismertek)}, a_3 = 1, a_{4,5,\dots,n} = 0,$$

$$U_{c3} = U_R(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + 2^{-3}) = 5\left(\frac{1}{2} + \frac{0}{4} + \frac{1}{8}\right) = 3,125\text{ V};$$

$$U_i = 3,5\text{ V} > 3,125\text{ V} \implies a_3 = 1.$$

– $T_{CLK}\#4$;

$$a_1 = 1, a_2 = 0, a_3 = 1 \text{ (ismertek)}, a_4 = 1, a_{5,6,\dots,n} = 0,$$

$$U_{c4} = U_R(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + 2^{-4}) =$$

$$= 5\left(\frac{1}{2} + \frac{0}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16}\right) = 3,437\text{ V};$$

$$U_i = 3,5\text{ V} > 3,437\text{ V} \implies a_4 = 1.$$

– $T_{CLK} \#5$;

$$a_1 = 1, a_2 = 0, a_3 = 1, a_4 = 1 \text{ (ismertek),}$$

$$a_5 = 1, a_{6,7,\dots,n} = 0,$$

$$U_{c5} = U_R(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + 2^{-5}) =$$

$$= 5 \left(\frac{1}{2} + \frac{0}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32} \right) = 3.593 \text{ V};$$

$$U_i = 3,5 \text{ V} < 3,593 \text{ V} \implies a_5 = 0. \text{ stb.}$$

Az eddig meghatározott szám:

$$N'_2 = 0,10110, \text{ vagy } N_2 = 10110$$

A példából kivehető, hogy tulajdonképpen a matematikában ismert felezési eljárást használjuk, amely által az U_c visszacsatolt feszültség mind jobban közelíti az átalakítandó U_i feszültséget.

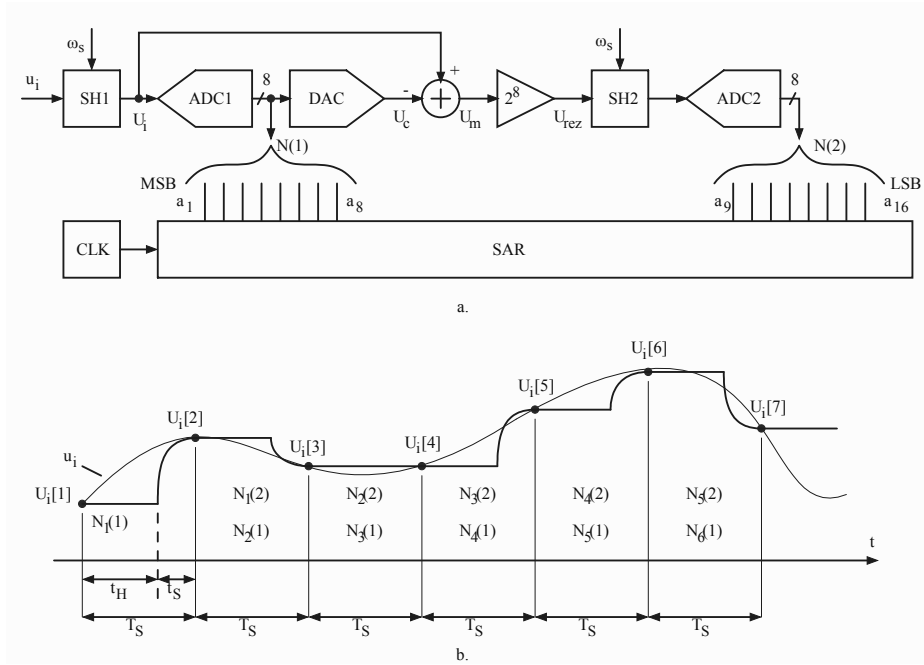
Az elektronikai termékek katalógusában (pl. Analog Devices a világ egyik vezető kevert jelű integrált áramkört gyártó cége, ahol a [kevert jel] azt jelenti, hogy a chipen mind analóg, mind digitális áramkörök vannak beépítve) a sorozatos megközelítéses ADC-ket SAR-ADC-nek nevezik.

A mai technológia szintjén elért csúcsjellemzők: felbontás 18 bitig, átalakítási sebesség 5 MSps-ig, referenciafeszültségek 1...5 V értékek között, U_i bemenőfeszültség 1...2,2 Vpp.

Ha ugyanazon termékleírásokat elemezzük, nagyon sok pipeline (csővezetékes) ADC-t fogunk találni. Ezt az eljárást az átalakítási sebesség növelése céljából fejlesztették ki, de a felbontás is javul. A következőkben egy sorozatos megközelítéses pipeline analóg-digitális átalakítót fogunk bemutatni. Egy konkrét 16 bites felbontású ADC átalakító tömbvázlata (6.19.a. ábra) két mintavételező áramkört (SH1 és SH2), két 8-8 bites sorozatos megközelítéses ADC-t (ADC1 és ADC2), egy DAC-t és egy analóg összeadót tartalmaz. A SAR regiszter az egész átalakítási folyamat algoritmusát bonyolítja le. A SH1 a bemenő, átalakítandó u_i feszültségből vesz $u_i[k]$ mintákat „az ismert kétütemű” T_s periódus alatt: t_s – mintavételi idő (Sample) és t_H – mintatároló idő (Hold). A t_H alatt az $U_i[k]$ minta kell legyen, amely időközben meg kell történnjen az ADC1 (egy időben az ADC2 is) és DAC átalakítások.

Az $U_i[k]$ minta egy t_H időközben 8 bites $N(1)$ számot ad, amely a végső N számnak a 8 legfontosabb MSB bitje (a_1, a_2, \dots, a_8). A DAC átalakító előállítja az

$$U_c[k] = U_R \cdot N'_k(1)$$



6.19. ábra. Kétlépcsős 16 bites pipeline sorozatos megközelítéses ADC (a) és a mintavételezéssel egybekötött A/D átalakítási idődiagram (b)

feszültséget, amelyet az összegzőben kivonunk az $U_i[k]$ mintából és megkapjuk az U_m maradék feszültséget:

$$U_m[k] = U_i[k] - U_c[k] = U_i[k] - U_R \cdot N'_k(1). \quad (6.30)$$

Ha az $U_m[k]$ -t szorozzuk 2^8 -al (mert a_1 és a_9 között a súlyok aránya 2^8), akkor az ADC1-gyel azonos ADC2-t használhatunk a 16 bites szám második részében található, maradék (LSB) 8 bitjének a meghatározásában. Így SH2 bemenetén:

$$U_{rez}[k] = 2^8(U_i[k] - U_R \cdot N'_k(1)). \quad (6.31)$$

A következő mintavételi időintervallumban SH1 már egy időben következő $U_i[k+1]$ mintát vesz, míg ugyanakkor az SH2 az előbbi minta reziduumját $U_{rez}[k]$ tárolja. Így az ADC1 meghatározza a következő $U_i[k+1]$ minta 8 MSB-jét, miközben az ADC2 meghatározza az előbbi $U_i[k]$ minta 8 LSB bitjét ($a_9, a_{10}, \dots, a_{16}$)- ez az $N_k(2)$.

A logikai SAR vezérlő egymás mellé teszi a két ütemben meghatározott biteket $[N_k(1)N_k(2)]$, és így megkaptuk az $U_i[k]$ minta 16 bites megfelelőjét.

A 6.19.b. ábrán tetszőleges $u_i(t)$ jelet vettünk, és feltüntettük a mintavételi T_s periódus két részét (t_s -mintavétel, t_H -mintatárolás). Hat mintán követhetjük a kétlépcsős pipeline átalakító működését, miszerint egy T_s alatt az ADC1 meghatározza pl. N_3 minta első 8 MSB-jét ($N_3(1)$), és az ADC2 a maradékból meghatározza az N_2 minta utolsó 8 LSB-jét ($N_2(2)$), így ennek a mintavételi periódusnak a végén teljes az N_2 minta (az $U_i[2]$) bináris értéke.

A pipeline eljárás előnye kettős:

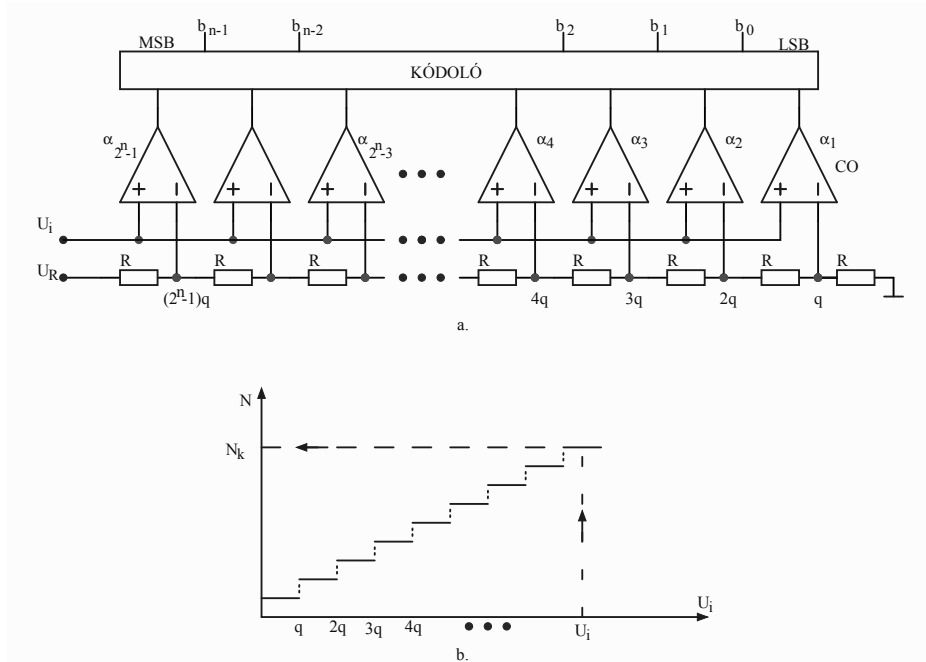
- a rész analóg-digitális átalakítók csak $n/2$ bitesek (tehát az ADC felbontásának a fele), így egyszerűbbek és kevésbé zajérzékenyek;
- az össz A/D átalakítási idő majdnem a felére csökken azáltal, hogy a 8 bitet csak 8 órajellel határozzuk meg a direkt 16 órajel helyett. Igaz, hogy a 16 bites számot egy T_s -nyi késéssel kapjuk meg, de ennek az első minta után már nincs jelentősége.

6.3.2. Párhuzamos (flash) analóg-digitális átalakítók

Az analóg-digitális átalakítók közül a leggyorsabbak a párhuzamos ADC-k. Ezeket flash-ADC-nek is nevezik, mivel nincs órajel és az átalakítandó feszültség rákapcsolásától csak egy lépcsőnyi integrált logikai áramkörök jelterjedési ideje késlelteti az azonnali kimeneti bináris szám elérését.

A működési elv az ADC-k kezdeti idejében ismert volt, hisz az átalakító lényege, hogy az ADC egy hardverben felépített $N = f(U_i)$ átviteli karakterisztikáját komparátorok segítségével egy lépésben összehasonlítjuk a bemenő, átalakítandó feszültséggel. Az összehasonlítás eredménye maga a bináris kimeneti kód. Ez olyan eljárás, mint amikor matematikában van egy $N(U_i)$ függvényünk, és ennek a grafikai ábrázolásán (6.20.b. ábra) kiolvassuk, hogy az U_i -nek milyen N_k kimenet felel meg.

A statikus átviteli karakterisztikát (6.15. ábra és 6.20.b. ábra), amely lépcsős jellegű, sorba kapcsolt R ellenállásokkal ültetik be az ADC-be (6.20.a. ábra). Ha 2^n egyenlő ellenállás van sorba kötve, akkor az U_R referenciafeszültséget egyenlő $U_R/2^n$ feszültségesésekre bontottuk fel, ami éppen egy ADC átalakító q kvantuma. Így a földpontból kiindulva az R sor csomópontjain a feszültségek $1q, 2q, 3q, \dots, (2^n - 1)q$, ami egybeesik a 6.20.b. ábrán látható átviteli görbével. A csomópontok feszültségeit

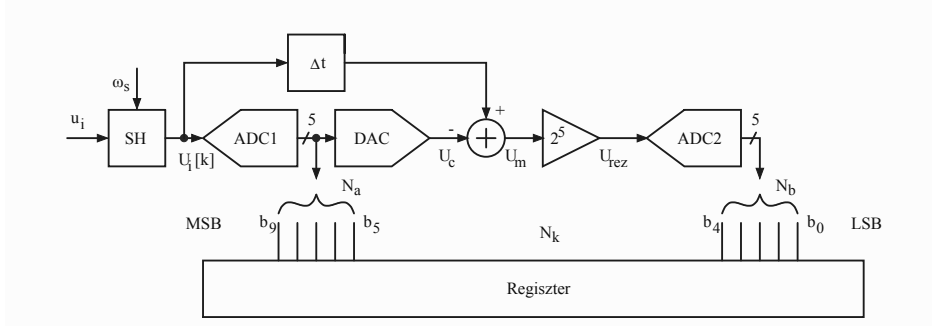


6.20. ábra. Párhuzamos ADC szerkezete (a) és az eljárás alapja (b)

$(2^n - 1)$ komparátor (CO) összehasonlítja az átalakítandó U_i feszültséggel. A komparátorok kimenetein α_j értékei 0 vagy 1 lesznek. Ha U_R és U_i pozitív feszültségek, akkor azon komparátorok kimenetei, ahol $U_i > j \cdot q$, $j = 1, 2, \dots, k$, ott a kimenő bitek $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_k = 1$ lesznek. Az ezt követő komparátoroknál $U_i < m \cdot q, m = k + 1, k + 2, \dots, (2^n - 1)$ a kimenő bitek $\alpha_{k+1} = \alpha_{k+2} = \dots = \alpha_{2^n-1} = 0$. Az α_j bitsor az U_i értékét jeleníti meg ún. **hőmérőkódban** (Bargraph code). Ez a $(2^n - 1)$ bitből álló kód nem feldolgozható a szokványos digitális jelfeldolgozásban, ezért egy kódoló segítségével (ez csak kombinációs logikai áramkör) a hőmérőkódban kapott eredményt átalakítjuk természetes bináris kódba $b_{n-1}, b_{n-2}, \dots, b_1, b_0$ bitekkel.

A 2^n számú ellenállás integrálási nehézsége miatt a közvetlen flash ADC-k $r = 3.8$ bites felbontásúak, ellenben az átalakítási sebességük akár 25 GSps (3 bitre)...4 GSps (8 bitre). Már $n = 8$ értékre az ellenállások száma 256, a komparátoroké 255. Ha $n = 10$, az ellenállások száma 1024, a komparátoroké 1023.

A nagyszámú ellenállás és komparátor elkerülése végett, akár kis sebességvesztés árán itt is kifejlesztettek többlepcsős, ún. pipeline flash ADC-ket. A 6.21. ábrán kétlépcsős 10 bites flash analóg-digitális átalakítót mutatunk be.



6.21. ábra. 10 bites kétlépcsős pipeline flash ADC

Az átalakítóba két 5 bites párhuzamos ADC-t illesztenek (ADC1 és ADC2), amely így 1024 ellenállás helyett csak $2 \cdot 2^5 = 64$ ellenállást és $2 \cdot (2^5 - 1) = 62$ komparátort tartalmaz. Az átalakítandó u_i feszültségből az SH mintavételező egy $U_i[k]$ mintát vesz, amit az ADC1 azonnal átalakít és meghatározza az N_k bináris szám első 5 legfontosabb bitjét, $N_a = b_9 b_8 b_7 b_6 b_5$. Előre meghatározható Δt késéssel ($\Delta t > t_{c1} + t_{DAC}$, ahol t_{c1} az ADC1 átalakítási ideje és t_{DAC} a DAC átalakítási ideje) az összegzőbe érkezik az $U_i[k]$ minta és N_a szám DAC utáni megfelelő analóg feszültsége:

$$U_c = U_R \cdot N'_a,$$

ahol létrejön az U_m maradék feszültség:

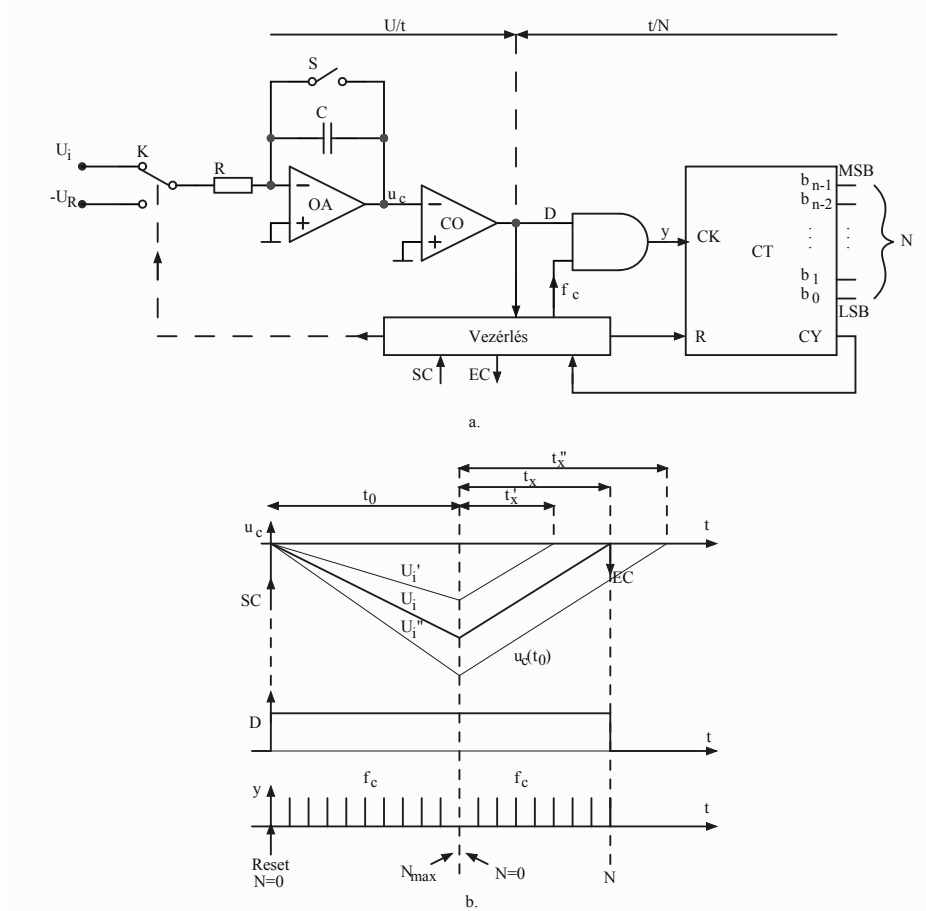
$$U_m = U_i[k] - U_c. \quad (6.32)$$

Ezt szorozva 2^5 erősítéssel létrejön az $U_i[k]$ nagyságrendű U_{rez} reziduális feszültség, amelyet az ADC2 mindjárt át is alakít 5 bites N_b bináris számmá, ami azonban az $U_i[k]$ minta utolsó LSB 5 bitje lesz: b_4, b_3, b_2, b_1, b_0 . A regiszter tárolta az első 5 MSB bitet, melléje illeszti a második 5 LSB bitet és így megvan az $U_i[k]$ minta tízbités bináris megfelelője $N_k = N_a N_b = b_9 b_8 b_7 b_6 b_5 b_4 b_3 b_2 b_1 b_0$.

Amint az előbb megjegyeztük, a pipeline eljárással drasztikusan csökken az áramkör elemeinek száma, de csökken az átalakítási sebesség is, nyereségként számoljunk a felbontóképesség növelésével.

6.3.3. Integráló feszültség-idő analóg-digitális átalakítók

Méréstechnikában vannak olyan esetek, ahol a követelmények között szerepel a mérendő jellel együtt érkező zajok kiszűrése, elnyomása. A zaj- elnyomás egyik hatékony módszere a jel időben való integrálása. Egyik legelterjedtebb integráló ADC a kétszer integráló (Dual Slope) feszültség-idő analóg-digitális átalakító (6.22.a. ábra). Az ábrán feltüntettük az ADC



6.22. ábra. Kétszer integráló ADC tömbvázlata (a) és a fő változók idődiagramjai (b)

két funkcionális részét: az U/t feszültség-idő, analóg átalakító és a t/N átalakító, amely a frekvenciamérés alapelvét használja fel.

A feszültség-idő átalakítás központi eleme a műveleti erősítés integráló, amely az

$$u_c = u_c(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t U_i dt \quad (6.33)$$

összefüggést teremti meg. Az integráló bemenetére a K kapcsoló segítségével az átalakítandó U_i és a referencia U_R feszültségeket kapcsoljuk a vezérlési logika szerint. Az S kapcsoló rövidre zárásával a C kondenzátoron a (6.33)-ban szereplő kezdeti feszültség $u_c(0) = 0$.

Az SC indítójelre K az U_i -re kapcsolva és S nyitásával elkezdődik az első integrálás rögzített t_0 időre:

$$u_c = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_0} U_i dt = -\frac{U_i t_0}{RC} = u_c(t_0). \quad (6.34)$$

A t_0 intervallum után a K átkapcsol $-U_R$ feszültségre és a (6.33) képletet alkalmazva

$$u_c = u_c(t_0) - \frac{1}{RC} \int_0^{t_x} (-U_R) dt, \quad (6.35)$$

amely a t_x pillanatig tart, amikor $u_c(t_x) = 0$ értéket ér el:

$$0 = -\frac{U_i t_0}{RC} + \frac{U_R t_x}{RC} \quad (6.36)$$

Ebből az egyenletből kapjuk az

$$U_i = \frac{U_R}{t_0} \cdot t_x \quad (6.37)$$

egyenlőséget, amely mutatja, hogy az U_i mennyiség ezzel arányos t_x idővé lett átalakítva. A (6.36) egyenlőség akkor érvényes, ha az u_c második integrálása $u_c = 0$ értékig tart, és akkor a kimenőkód (majd a t/N átalakítás után) egy unipoláris kódban értelmezhető szám lesz. De a második integrálást lehet korlátozni más végértékre (a CO komparátor referenciabemenete, pl. testpotenciál helyett $-U_R/2$), és akkor bipoláris kódokban értelmezhető számot fogunk kapni a digitális kimeneten.

A 6.22.b. ábrán az $u_c(t)$ görbéből látható, hogy t_0 idő alatt az egyenes iránytényezője U_i -vel, míg a t_x idő alatt a rögzített U_R referenciafeszültséggel arányos. A bemutatás céljából vettünk egy $U_i' < U_i$ és egy $U_i'' > U_i$ bemenőfeszültséget, hogy legyen látható a t_x idő arányossága U_i -vel, így $t'_x < t_x$ és $t''_x > t_x$.

A (6.37) egyenlőségből látható, hogy az U/t átalakítás pontossága függ a t_0 idő pontosságától. Mivel a t_x idő átalakítása bináris számmá a frekvenciamérésben ismert eljárás szerint történik, szükséges egy bináris számláló CT (Counter), amely működésére jellemző, hogy ha τ idő alatt f frekvenciájú impulzusokat számol, akkor az impulzusok száma

$$N = \tau \cdot f. \quad (6.38)$$

A t_0 időt pontosan előállító órajel szükségességének kiküszöbölésére a 6.22.a. ábrán látható megoldást használjuk. Az SC jelre a CT már nullára van hozva (Reset, $N = 0$). Mikor elkezdődik U_i integrálása, az $u_c < 0$ és a komparátor kimenete beáll a $D = 1$ értékre, így az f_c impulzusokat kapuzó ÉS logikai áramkör nyitott. A CT számláló a legnagyobb számlálható értékig jut el (N_{max}), amelynél az integrálás áttér $-U_R$ referenciára és CT-ben N_{max} után $N = 0$ következik. Tehát újratekődik az f_c impulzusok számolása, amely véget ér az u_c negatívból pozitív érték felé tartó nulla átmenetéig, amikor a komparátor kimenete átvált $D = 0$ -ra és a kapuzó ÉS bezárul. Ekkor felírhatjuk:

$$N_{max} = t_0 f_c; \quad N = t_x f_c.$$

Ezeket behelyettesítve a (6.37) képletbe kapjuk:

$$U_i = U_R \frac{N}{N_{max}},$$

tehát

$$N = \frac{N_{max}}{U_R} \cdot U_i,$$

vagyis

$$N = K_u U_i. \quad (6.39)$$

A K_u állandó ($1/V$) mértékegységű. A CT számlálótól függően az átalakítandó U_i feszültséget megkaphatjuk a kimeneten természetes bináris kódban (a 6.22.a. ábrán $b_{n-1}b_{n-2}...b_0$), vagy közvetlenül tízes számjegyű kijelzésre alkalmas BCD kódban.

Az elején említettük, hogy az integráló ADC-nek jó zajelnyomási képessége van. A közös zaj elnyomása (CMRR) jól megoldható lebegő potenciális bemenettel és árnyékolással (4. fejezet). Léteznek ellenben olyan zajok (zavaró befolyások), amelyek a mérendő jellel **sorban** jelennek meg. Lehetséges zajforrások, amelyek soros zajt hoznak létre:

- a környezet elektromágneses terének az indukáló hatása;
- kapacitív kapcsoláson át kapcsolódó elektrosztatikus indukció;
- diafónia (jel „áthallás”);
- a villamos hálózat befolyása a vezetékeken keresztül;
- termikus zaj, ami a vezetékekben keletkezik.

Ha u_z a soros zaj, akkor az ADC bemenetére U_i hasznos, állandó értékű feszültség helyett $U_i + u_z$ feszültség jut. A (6.34) képlet szerint a bemenő feszültséget állandó értékű t_0 időben integráljuk, így a zajos jel integrálja:

$$-\frac{1}{RC} \int_0^{t_0} (U_i + u_z) dt = -\frac{1}{RC} \left(U_i \cdot t_0 + \int_0^{t_0} u_z dt \right). \quad (6.40)$$

A soros zaj elnyomását jellemző NMRR (Normal Mode Rejection Ratio) meghatározás szerint:

$$NMRR = 20 \lg \frac{\text{soros zaj értéke}}{\text{hasznos jel értéke}} [dB],$$

amit a (6.40) képlet alapján felírhatunk mint:

$$NMRR = 20 \lg \frac{\int_0^{t_0} u_z dt}{U_i \cdot t_0}. \quad (6.41)$$

Az egyszerűsítés céljából tekintsük, hogy a felsorolt soros zajforrások közül egy domináns ω_z frekvencia emelhető ki, így a zajt egyetlen frekvenciasávként kezeljük:

$$u_z = U_{zm} \cdot \sin \omega_z t.$$

Ezzel a zajjal a (6.41) képlet számlálója a következő lesz:

$$\begin{aligned} \int_0^{t_0} u_z dt &= U_{zm} \int_0^{t_0} (\sin \omega_z t) dt = \frac{U_{zm}}{\omega_z} (-\cos \omega_z t)|_0^{t_0} = \\ &= \frac{U_{zm}}{\omega_z} \cdot (1 - \cos \omega_z t_0) = \frac{2U_{zm}}{\omega_z} \cdot \sin^2 \frac{\omega_z t_0}{2}. \end{aligned} \quad (6.42)$$

A (6.41) képlet akkor:

$$\begin{aligned} NMRR &= 20 \lg \frac{2U_{zm} \sin^2 \frac{\omega_z t_0}{2}}{\omega_z \cdot U_i \cdot t_0} = 20 \lg \frac{U_{zm}}{U_i} \cdot \frac{\sin^2 \frac{\omega_z t_0}{2}}{\frac{\omega_z t_0}{2}} = \\ &= 20 \lg \frac{U_{zm}}{U_i} \cdot \text{sinc} \frac{\omega_z t_0}{2} \cdot \sin \frac{\omega_z t_0}{2}, \end{aligned} \quad (6.43)$$

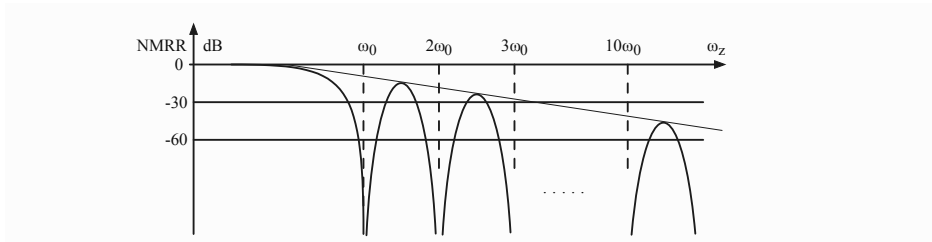
ahol a sinc a szinusz kardinális függvény (sinc $x = \frac{\sin x}{x}$, amely $x = 0$ -ban eggyel egyenlő, de $x = 2k\pi$ -ben nulla; $\sin x = 0$, $x = k\pi$ -re) és a logaritmus argumentuma zéró (NMRR $\rightarrow -\infty$), ha

$$\frac{\omega_z t_0}{2} = k\pi.$$

Következik, hogy ha $\omega_z t_0 = 2k\pi$, vagyis a t_0 -t úgy választjuk meg, hogy

$$t_0 = kT_z, \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

akkor az egyfrekvenciás zaj teljesen elnyomható. A (6.43) képlettel kifejezett NMRR ω_z frekvenciafüggése látható a 6.23. ábrán.



6.23. ábra. A kétszer integráló ADC NMRR soros elnyomásának a frekvenciafüggése

Ha a fő zajnak az $f_0 = 50 \text{ Hz}$ hálózati frekvenciát tekintjük, akkor $t_0 = k \cdot 20 \text{ ms}$ integrálási intervallumokra az 50 Hz-es zaj teljesen elnyomottá válik. Innen két következtetés adódik:

- a valóságban nem csak a hálózati zaj jelentkezik a jellel sorban, ezért akár a $t_0 = k \cdot 20 \text{ ms}$ integrálási intervallum sem biztosítja a teljes zajelnyomást;
- ha tényleg a hálózati periódus többszöröseinek vennénk a t_0 -t, az ADC átalakítási sebessége nagyon kicsi lenne. Pl. ha $t_0 = 20 \text{ ms}$, $t_x \leq 20 \text{ ms}$, $t_c = t_0 + t_x$; $v_c = \frac{1}{t_0 + t_x} = 25 \text{ Sps}$.

A kétszer integráló ADC alapszerkezetétől kissé eltérő változatokat is gyártanak:

- I_R referenciaárammal integráló ADC, ahol a bemenő U_i feszültséget az egész $(t_0 + t_x)$ idő alatt az integrálón visszük át;
- kétszer integrálás helyett többször is integrálnak, amivel az átalakítási sebességen javítanak lényegesen.

Összegezve a feszültség-idő integráló analóg-digitális átalakítók néhány tulajdonságát, kijelenthetjük, hogy ezek lassú ADC-k ($v_c \leq 40 \text{ kSps}$), akár nagy felbontóképességgel ($r = 12 \text{ b} \dots 24 \text{ b}$) és nagy soros zajelnyomással ($NMRR = -60 \text{ dB} \dots -90 \text{ dB}$). Ezek az átalakítók vannak beépítve a nagy pontosságú digitális voltmérőkbe.

6.3.4. Feszültség-frekvencia analóg-digitális átalakító

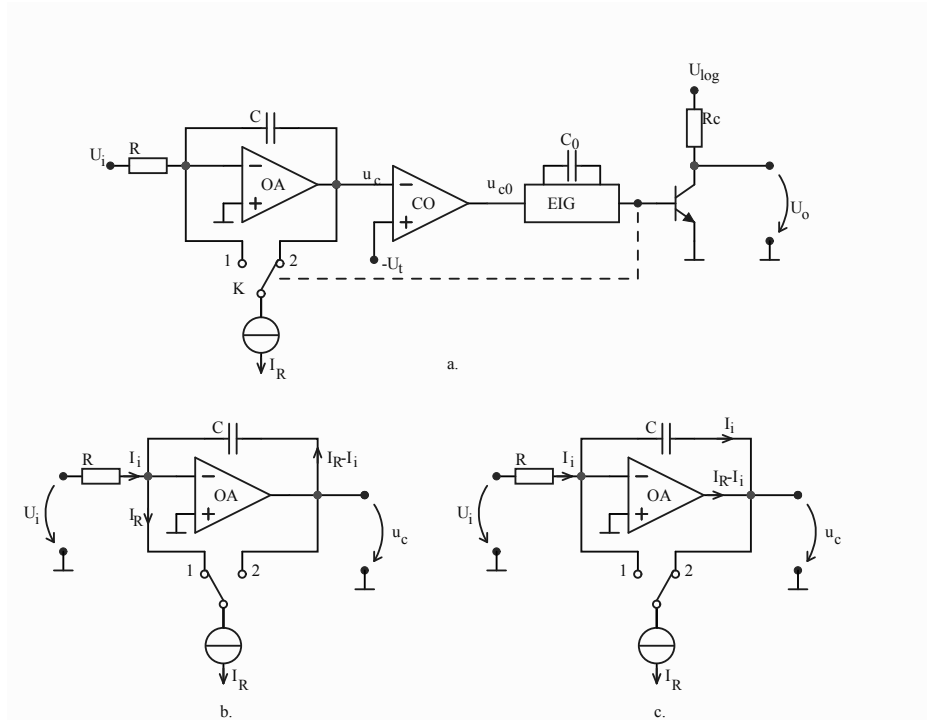
Ezek az áramkörök csak félig nevezhetők analóg-digitális átalakítóknak, mert az átalakítandó feszültséget egy kimenő impulzussorozat frekvenciájává alakítanak, ezért használjuk mind az ADC elnevezést, mind a VFC (Voltage-to-Frequency Converter) átalakító elnevezést. Sok alkalmazásban a bemenő feszültségi információt hordozó impulzusokat használjuk, máshol meg a frekvenciamérő eljárást használva [(6.38) képlet] az impulzus sorozat frekvenciáját tényleg átalakítjuk bináris kódban értelmezhető számmá.

Több áramköri megoldásból a 6.24.a. ábrán látható VFC átalakító mutatjuk be, amely I_R referenciaáramot használ.

Az invertáló integrálót I_R referencia-áramforráshoz kapcsoljuk (tipikus érték $I_R = 1 \text{ mA}$) az S kapcsolóval, hol az integráló bemenetére (1. helyzet – erőltetett C feltöltés), hol a kimenetére (2. helyzet – a bemenet integrálása). A CO komparátor (+) bemenetén $-U_t$ küszöbfeszültség található. Amikor az S 2-es helyzetében az $U_c \leq -U_t$ lesz, a CO komparátor rövid időre 0-ból 1-be billen (rövid impulzus), ami beindítja az egyimpulzus generátort (EIG – ez monostabil jellegű áramkör), amely t_1 időtartamú impulzust állít elő, aminek a hatására az S kapcsoló 1-es helyzetbe áll mindaddig, amíg tart az EIG impulzusa (ez megegyezik a kimeneti U_o nullás értékű intervallumával). A t_1 végén az EIG kimenete $U_o = U_{log}$ szintre emelkedik (a nyitott kollektorú tranzisztor akár 36 V amplitúdójú logikai jelet tud előállítani az U_o kimeneten).

A működést a t_a pillanattól elemezzük (6.25. ábra), amikor az U_c eléri a $(-U_t)$ értéket és a komparátor kimenetváltozása beindítja az EIG generátort a t_1 időtartamú impulzus előállítására és az S kapcsoló beállítását az 1-es helyzetbe (6.24.b. ábra). Az R bemeneti ellenállást úgy választják meg, hogy a bemeneti U_i feszültség legnagyobb értékére (U_{iFS}) is $I_R > (U_{iFS}/R)$. Így az integráló C kondenzátorán a feszültség:

$$u_c = -U_t + \frac{1}{C} \int_0^t \left(I_R - \frac{U_i}{R} \right) dt$$



6.24. ábra. Feszültség-frekvencia analóg-digitális átalakító

szerint változik. A t_1 intervallum végén $t = t_1$ az u_c értéke

$$U_1 = -U_t + \frac{1}{C} I_R \cdot t_1 - \frac{U_i}{RC} t_1. \quad (6.44)$$

Itt véget ér az egyimpulzus (EIG kimenete nullára zuhan, az U_o meg U_{log} értékre ugrik, ez a t_b időpont), és az S átkapcsol a 2-es helyzetbe (6.24.c. ábra). Itt az integráló csak az U_i bemenetet integrálja:

$$u_c = U_1 - \frac{1}{RC} \int U_i dt,$$

amely $t = t_2$ időpontban éppen $-U_t$ értékre esik (t_c időpillanat), ahonnan előlről kezdődnek az előbbieken leírtak:

$$-U_t = U_1 - \frac{U_i}{RC} t_2. \quad (6.45)$$

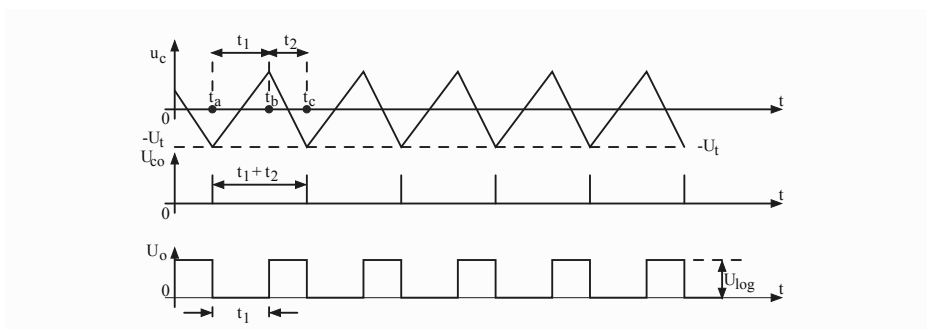
A (6.45)-be behelyettesítjük (6.44)-et:

$$-U_t = -U_t + \frac{1}{C} I_R t_1 - \frac{U_i}{RC} (t_1 + t_2),$$

ahonnan az U_o impulzussorozat frekvenciája:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{R t_1 I_R} \cdot U_i = K_f U_i. \quad (6.46)$$

A (6.46) kifejezés azt mutatja, hogy a 6.24.a. ábrán látható áramköri kapcsolás a bemenő U_i állandó feszültséget egy ezzel szigorúan arányos frekvenciájú impulzussorozattá alakítja. A leírás fő mennyiségeinek az időbeli változásai a 6.25. ábrán láthatók.



6.25. ábra. A VFC működését jellemző mennyiségek időbeli változásai

Konkrét VFC átalakítóknál csak az EIG impulzusszélességét lehet beállítani kívülről csatolható C_0 kondenzátorral, de vannak változatok ahol az R és C is kívülről kapcsolhatók, az IC adatlapja szerint. A VFC átalakítók bemenetére $U_{ipp} = 2,5 \text{ V} \dots 22 \text{ V}$ feszültséget lehet kapcsolni (terméktől függően), kimeneti legnagyobb frekvenciák pedig $f_{max} = 100 \text{ kHz} \dots 2 \text{ MHz}$.

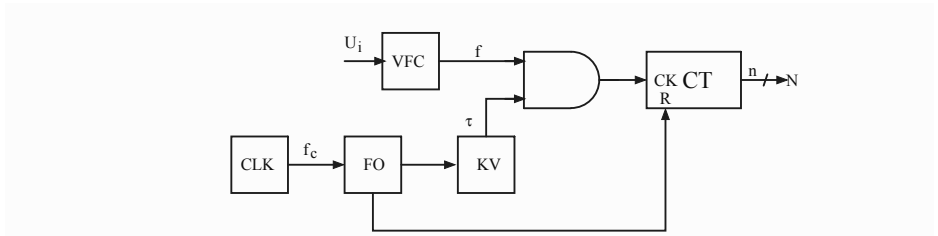
Az átalakító K_f állandóját [(6.46) képlet] vagy megválasztjuk, vagy kiszámítjuk. Ha például egy $U_i = (0 \dots 10) \text{ V}$ bemeneti feszültségre alkalmas VFC átalakító állandójának $K_{f1} = 10 \text{ kHz/V}$, $K_{f2} = 50 \text{ kHz/V}$ és $K_{f3} = 100 \text{ kHz/V}$ értéket választunk, akkor $U_i = 3,65 \text{ V}$ esetén a kimeneti frekvencia: $f_1 = K_{f1} \cdot U_i = 36,5 \text{ kHz}$; $f_2 = K_{f2} \cdot U_i = 182,5 \text{ kHz}$; $f_3 = K_{f3} \cdot U_i = 365 \text{ kHz}$.

Néha szükség van az f frekvenciájú impulzusok feszültséggé alakítására, amire f/U átalakítás szükséges. Néhány VFC átalakító a külső kötések alakításával elvégezheti a fordított frekvencia-feszültség átalakítást is, így

kapjuk meg a FVC (Frequency to Voltage Converter) funkciót. Lényegében az f_{in} frekvenciájú bemenőimpulzusok az EIG egyimpulzus generátorban pontosan meghatározott τ_H időtartamú és U_H amplitúdójú impulzusokat állít elő (mindig ugyanazt), amelyek középértéke a bemenőfrekvenciával arányos feszültséget adnak:

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^T u_{EIG} dt = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_H} U_H dt = \frac{U_H \tau_H}{T} = U_H \cdot \tau_H \cdot f = K_u \cdot f.$$

Hogy legyen teljes a VFC átalakító tárgyalása, említsük meg, hogy ezen átalakítót gyakran jelek átvitelére használják nagyon zajos környezetben. Amint láttuk, az U_{log} logikai szint szabadon választható a felhasználó által. Például $U_{log} = 5$ V valószínűleg nem elég biztonságos zajos környezetben egy adat zajmentes átvitelére, de $U_{log} = 15$ V már biztosan megteszi ezt a szolgálatot. Függetlenül attól, hogy az f frekvenciájú kimenő impulzusokat [(6.46) képlet] milyen úton használjuk fel, ha a végső cél a mérendő U_i feszültség számbeli (digitális) megjelenítése, akkor az impulzusokat egy frekvenciamérő-típusú eljárásban dolgozzuk fel (6.26. ábra).



6.26. ábra. A VFC impulzusok frekvenciájának átalakítása számmá

A (6.38) képlet szerint ($N = \tau \cdot f$) f méréséhez kell egy bináris számláló (CT) és egy időalap, amely létrehozson egy pontos τ időtartamú kapunyitási logikai jelet. A számláló ÉS kaput a CLK órajel-generátor (f_c frekvencia) FO frekvenciaosztó (pl. a kimeneten $f_1 = \frac{f_c}{2^k}$ frekvencia van) és egy KV kapuvezérlő (egy bistabil áramkör) által előállított

$$\tau = \frac{1}{f_1} = \frac{2^k}{f_c} = 2^k \cdot T_c$$

szélességű logikai kapunyitó jellel vezéreljük. Ha a VFC $f = K_f \cdot U_i$ frekvenciájú impulzusokat ad a kimenetén, akkor a számláló kimenetén az N szám:

$$N = \tau \cdot f = \frac{2^k}{f_c} \cdot K_f \cdot U_i, \quad (6.47)$$

vagyis végül is megvan a teljes ADC: feszültség bemenet (U_i), digitális kód kimenet (N).

6.3.5. Szigma-delta modulációs analóg-digitális átalakítók

Az ADC átviteli karakterisztikából közvetlenül levezethető kvantálási hiba (6.26) négyzetes középértékéből ($\sigma_q = q/\sqrt{12}$) kifejeztük a fehér zaj-ként értékelt kvantálási hibára alapozott jel-zaj arányt a (6.28) képlettel:

$$SNR = 6,02n + 1,76 \text{ [dB]}.$$

Az n bitszámot gyakran a tényleges bitszámnak is nevezik (ENOB – Effective Number of Bits). A (6.28) SNR kifejezéséből láthatjuk, hogy az eddig bemutatott ADC átalakítóknál az áramkörü elemek (tranzistorok, diódák, ellenállások, kondenzátorok, feszültség és áram referenciák) szórási hibái meghatározzák a SNR értékét, ezáltal az ENOB bitek számát. Amint említettük, az ADC biteinek száma (együtt az ADC felbontása) az eddig bemutatott átalakítóknál 8...16 bit.

De ugyanaz a (6.28) képlet megmutatja, hogy a bitek számát csak úgy növelhetjük, ha növeljük a SNR jel-zaj arányt. A jelfeldolgozási eljárásokból jött a megoldás, hogy egybe kell kötni az analóg-digitális átalakítást a jel mintavételezésével, amiről már tettünk említést ebben a fejezetben.

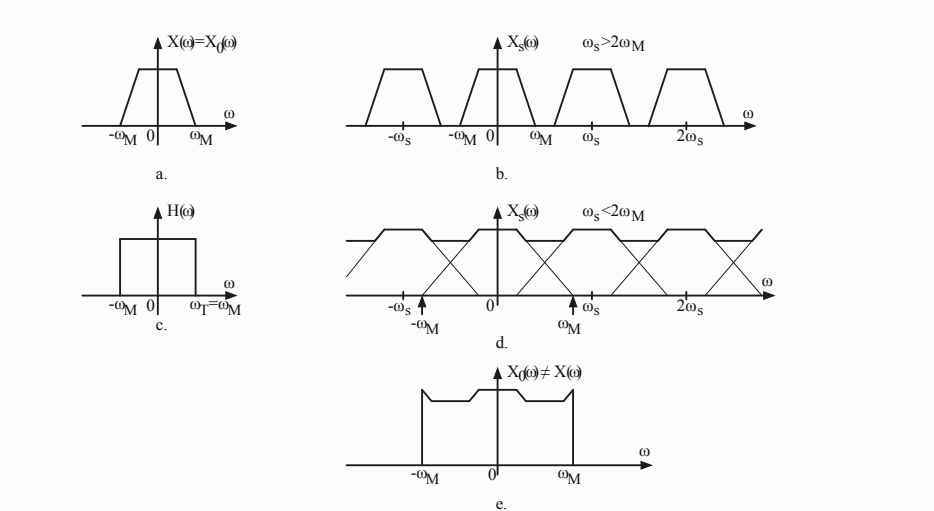
A folyamatot az $x(t)$ jel frekvenciatartományban való leképezésével és feldolgozásával valósítjuk meg. Egy $x(t)$ jelt az integrál Fourier-transzformációval alakíthatjuk át:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (6.48)$$

a t időtartományból az $\omega = 2\pi f$ frekvenciatartományba. Az $X(j\omega)$ transzformált komplex kifejezés, de a minőségi elemzésekben elegendő, ha ennek a modulusával dolgozunk, amit egyszerűen $X(\omega)$ -val jelölünk ($X(\omega) = |X(j\omega)|$).

Az adott $x(t)$ jel frekvenciasávjának nevezzük azt a körfrekvencia-intervallumot, amelyben létezik $X(\omega) \neq 0$. Ha a jel **frekvenciasávja korlátolt**, vagyis $\omega \in [0, \omega_M]$ intervallumon kívül nincs $x(\omega)$ leképezés, akkor a jelet teljesen jellemezhetjük a belőle vett minták alapján, ha a mintavételi frekvencia (ω_s – Sample Rate) legkevesebb kétszerese a jel ω_M frekvencia-korlátjának: $\omega_s \geq 2\omega_M$. Ez a kijelentés **Shannon mintavételezési tétele**. Mivel hasonló eljárásokkal és rendszerelmélettel foglalkozott Nyquist is, általában a kétszeres jel frekvencia-korlátot $\omega_N = 2\omega_M$ Nyquist-frekvenciának

nevezzük. A 6.27.a. ábrán az $x(t)$ jel $x(\omega)$ spektrumát látjuk (ez szimmetrikus az origóhoz viszonyítva, így elméletileg a jel spektruma $-\omega_M$ -tól $+\omega_M$ -ig tart).



6.27. ábra. $x(t)$ jel sávkorlátolt spektruma (a), $\omega_s > 2\omega_M$ frekvenciás mintavételezett szórt spektruma (b), az ω_M vágófrekvenciás aluláteresztő szűrő frekvencia karakterisztikája (c), egy $\omega_s < 2\omega_M$ frekvenciás mintavételezett szórt spektrum (d) és az aluláteresztő szűrő utáni „visszanyert” jel spektruma (e)

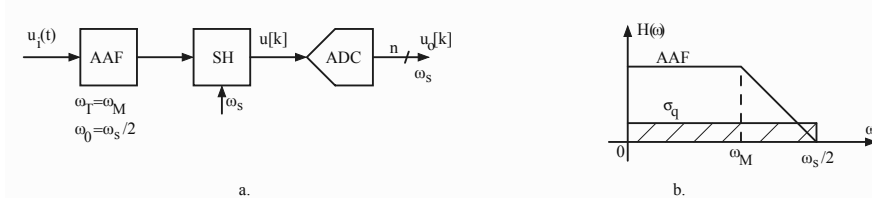
Az ω_s frekvenciájú mintavételezés az $x(t)$ jel spektrumának a $\pm k \cdot \omega_s$ központú, az eredeti $X(\omega)$ jel-spektrum ismétlését idézi elő.

Ha betartjuk a mintavételezés tételét ($\omega_s > 2\omega_M$), akkor $\pm k\omega_s$ körüli ω_M frekvencia korlátú spektrumok nem metszik egymást (6.27.b. ábra), és egy aluláteresztő $\omega_T = \omega_M$ törésfrekvenciájú szűrővel (6.27.c. ábra) visszanyerjük az eredeti $X(\omega)$ jel spektrumát (6.27.a. ábra), vagyis $X_0(\omega) = X(\omega)$.

Ha ellenben a mintavételi frekvencia kisebb a Nyquist-frekvenciánál ($\omega_s < 2\omega_M$), akkor a jel ismétlődő spektrumai metszik egymást, és összegzéssel egy $X_s(\omega)$ spektrum jön létre (6.27.d. ábra). Ha a mintavételezett jelet az $\omega_T = \omega_M$ aluláteresztő szűrőn engedjük át, akkor a kimenő $X_o(\omega)$ spektrum (6.27.e. ábra) jól eltér az eredeti $X(\omega)$ jelspektrumtól, vagyis a mintákból már nem építhető újra az eredeti jel (információvesztés történik).

A szomszédos frekvenciaspektrumok metszését (tehát jel-információ vesztést) alulmintavételezésnek (Aliasing) nevezzük. Ezért minden mintavételezéssel működő rendszer bemenetén az első analóg tömb az antialias szűrő (Anti Aliasing Filter – AAF), amely az ω_M ismeretében eleve kiküszöböli az esetleges $\omega > \omega_M$ frekvenciákat, így a további jelfeldolgozásban nem fordulhat elő alul-mintavételezés.

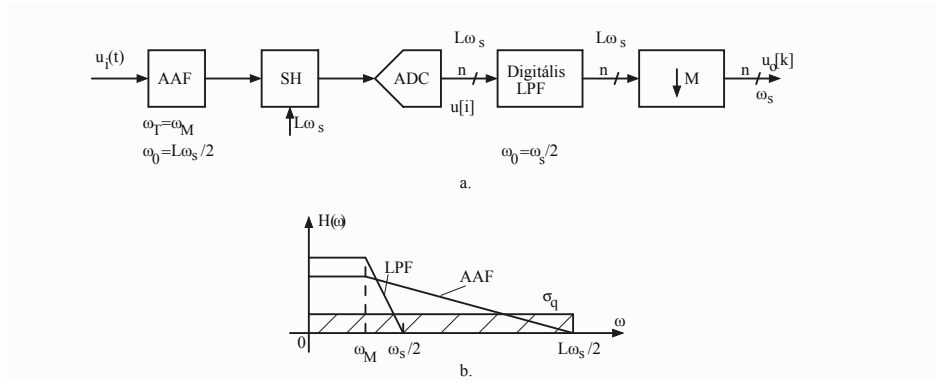
Most elemezzük egy mintavételezési jelfeldolgozási csatornába illesztett ADC (az eddig bemutatottak közül) működését (6.28.a. ábra). A bemené-



6.28. ábra. Klasszikus ADC beillesztése egy mintavételezett jelfeldolgozó csatornába (a) és a megfelelő átviteli függvény frekvencia függése (b)

ten ott van az említett *AAF* antialias-szűrő ($\omega_T = \omega_M$), aztán következik az *SH* mintavevő és tároló áramkör ($\omega_s \geq 2 \omega_M$ mintavételi frekvenciával) és az ADC analóg-digitális átalakító, amely minden mintát a t_c (átalakítási idő) alatt $u[k]$ analóg értékből $u_0[k]$ n bites kimenő bináris kódértéket állít elő. Nyilvánvaló, hogy a numerikus minták ω_s frekvenciával következnek egymás után. A 6.28.b. ábrán láthatjuk az *AAF* szűrő aluláteresztő jellegű $H(\omega)$ átviteli karakterisztikáját, amely meghatározza a $(0, \omega_s/2)$ frekvenciatartományt, ahol a fehér zajként kezelt kvantálási zaj ($\sigma_q = q/\sqrt{12}$ négyzetes középértékkel) egyenlő sűrűséggel oszlik el. E körülmények között a SNR és ENOB közötti összefüggés a (6.28) képlet szerinti.

Az ENOB bitek számának növelése céljából bevezetjük a túlmintavételezést, amely során a szigorúan szükséges $\omega_s = \omega_N = 2 \omega_M$ helyett $L \cdot \omega_s$ frekvenciával mintavételezünk (L – túl-mintavételezési tényező). Ha csak a **túl-mintavételezést** alkalmazzuk, akkor a 6.29.a. ábrán látható tömbvázlatot kapjuk. Mivel a mintavételezés $L \cdot \omega_s$ frekvencián történik, a bemeneti *AAF* szűrő ω_0 zárófrekvenciája ennek megfelelően $L \cdot \omega_s/2$ lesz (6.29.b. ábra). Így a szokásos $\sigma_q = q/\sqrt{12}$ kvantálási zaj egyenletes sűrűséggel oszlik meg a $(0, \frac{L\omega_s}{2})$ frekvenciatartományon. Most az $L\omega_s$ sűrűségű n bites $u[i]$ mintákat aluláteresztő digitális LPF szűrőn visszük át (zárófrekvenciája $\omega_0 = \omega_s/2$), akkor az $(\frac{\omega_s}{2}, \frac{L\omega_s}{2})$ intervallumba eső kvantálási zajt



6.29. ábra. Túl-mintavételezéses analóg-digitális átalakítás (a) és az átviteli függvények frekvenciakarakterisztikái

kiküszöböljük, miáltal a $(0, \omega_s/2)$ sávban maradt kvantálási zaj mindössze σ_q/L .

Visszatérve a (6.28) képlet meghatározásának levezetésére, kimutatható, hogy a kvantálási zaj csökkentéssel a SNR képlete kibővül egy $\Delta SNR = 20 \lg L$ taggal, vagyis ΔSNR jel-zaj nyereséget kapunk. Így a (6.28) képlet szerint a $\Delta n = \Delta ENOB$ bitszám növekedéssel jár:

$$\Delta n = \frac{\Delta SNR}{6,02} = \frac{20 \lg L}{6,02} = 3,32 \lg L. \quad (6.49)$$

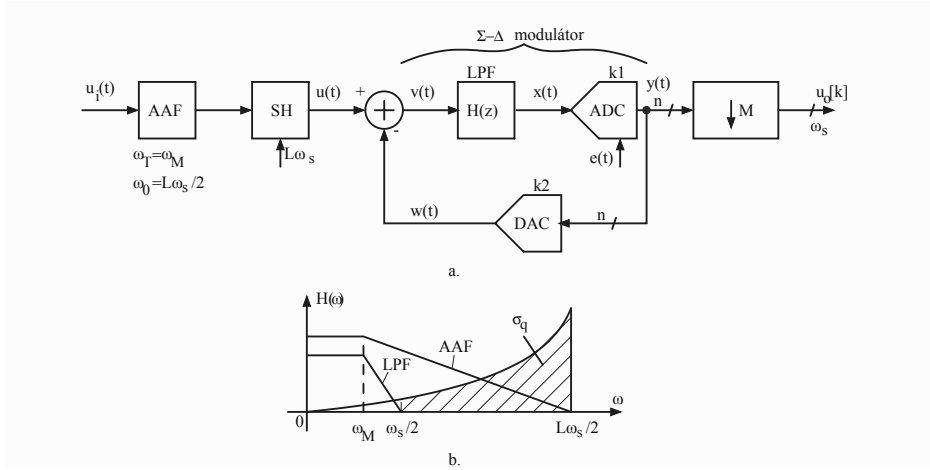
Például ha $\Delta n = 6$ bittel nagyobb felbontást akarunk az A/D átalakítás során, akkor:

$$L = 10^{\frac{\Delta n}{3.32}} = 10^{\frac{6}{3.32}} = 63.$$

Tehát az eljárással (túl-mintavételezés) többletbitet nyerünk. De a digitális LPF után még mindig $L\omega_s$ a minták frekvenciája, ami fölösleges számú mintát eredményezne a kimeneten. A jelfeldolgozási eljárás, amellyel az $L\omega_s$ mintasebességből egy M tényezővel $\frac{L}{M}\omega_s$ mintasebességet kapunk (ha $M = L$, akkor az $u_0[k]$ számbeli minták épp a szükséges minimális mintavételi frekvencián lesznek), a **decimálás**. A decimálás minták figyelembe nem vételét jelenti. Ha a decimálás tényezője M , akkor M mintából egyet megtart és $(M - 1)$ mintát mellőz.

Továbbvisszük a SNR jel-zaj arány növelésének lehetőségét egy új jelfeldolgozási eljárás felhasználásával, a szigma-delta ($\Sigma - \Delta$) modulációval.

Egy általános $\Sigma - \Delta$ modulációs ADC felépítésében (6.30.a. ábra) a szokásos AAF antialias-szűrőn ($\omega_0 = L\omega_s/2$), a mintavevő és tároló SH egységen és az M decimátoron kívül bejön a $\Sigma - \Delta$ modulátor.



6.30. ábra. $\Sigma - \Delta$ modulációs ADC tömbvázlata (a) és az átviteli függvények amplitúdó-frekvencia karakterisztikái (b)

A $\Sigma - \Delta$ modulátor egy $H(z)$ átviteli függvényű aluláteresztő szűrőt (ez mintákat dolgoz fel, ezért jellemezzük a z transzformációval), egy n bites ADC-t és egy visszacsatolásba illesztett DAC-t tartalmaz. A modulátor neve onnan jön, hogy ez minden lépésben (mintánál) a $H(z)$ -ben integrál, ill. összead (Σ), és szintén minden lépésben kivonást végez (Δ , vagyis $u_i[k] - w[k]$). Az ADC átalakítási állandóját k_1 -gyel, a DAC-ét pedig k_2 -vel jelöljük. Az ADC-nél fellép az $e(t)$ zajforrás (ami lényegében a kvantálási zajt tartalmazza). Az ábrán látható jelölésekkel felírhatjuk:

$$\begin{cases} y(t) = k_1 x(t) + e(t) \\ w(t) = k_2 y(t) \\ v(t) = u_i(t) - w(t). \end{cases} \quad (6.50)$$

Mivel mintákkal dolgozunk, alkalmazzunk Z transzformációt a (6.50) egyenleteken, így kapjuk:

$$\begin{cases} Y(z) = H(z)V(z) = H(z)[U_i(z) - W(z)] \\ W(z) = k_2 Y(z) \\ Y(z) = k_1 X(z) + E(z). \end{cases} \quad (6.51)$$

Az egyenletekből kifejezzük $Y(z)$ -t (az ADC és egyben az egész átalakító kimenetét):

$$Y(z) = k_1 H(z) [U_i(z) - k_2 Y(z)] + E(z),$$

ahonnan

$$Y(z) = \frac{k_1 H(z)}{1 + k_1 k_2 H(z)} \cdot U_i(z) + \frac{1}{1 + k_1 k_2 H(z)} \cdot E(z). \quad (6.52)$$

A $H(z)$ aluláteresztő szűrő rangjáról nevezik el az egész $\Sigma - \Delta$ modulátort. **Egyes rangú modulátor esetében**, az LPF aluláteresztő szűrő egy analóg integrátor, amelynek az átviteli függvénye

$$H(z) = \frac{1}{z - 1},$$

amit behelyettesítve (6.52) kifejezésbe kapjuk:

$$Y(z) = \frac{k_1}{z - 1 + k_1 k_2} U_i(z) + \frac{z - 1}{z - 1 + k_1 k_2} E(z). \quad (6.53)$$

A mintavételezett rendszer stabilitása végett a nevező pólusa az egységnyi körön belül kell legyen, vagyis

$$z_p = 1 - k_1 k_2 \in (-1, 1)$$

és az optimális stabilitás $|z_p| = 0$ értékre áll be, tehát $k_1 k_2 = 1$.

Ebben az esetben (6.53) alakja:

$$Y(z) = \frac{1}{k_2 z} U_i(z) + \frac{z - 1}{z} E(z). \quad (6.54)$$

Az első tag a hasznos $u_i(t)$ jel átvitelét biztosítja, míg a második tényező az $e(t)$ zaj átvitelét mutatja. Tehát a zaj átviteli függvénye $(z-1)/z$, amelynek a $H(\omega)$ amplitúdó-frekvencia függése ($\omega > 0$) oldalon a 6.30.b. ábrán látható, amely szerint a σ_q kvantálási zaj az $L\omega_s/2$ felé tolódik el. Így az LPF aluláteresztő szűrő ($\omega_s/2$ zárófrekvenciával) javarészt kiküszöböli a kvantálási zajt a $(0, \omega_s/2)$ intervallumból. Több számítás után kifejezhetjük az SNR jel-zaj arányt

$$SNR = 6,02 \cdot n + 9r - 3,4 \text{ [dB]} \quad (6.55)$$

kifejezéssel, ahol r a kettő hatványa, ugyanis a túlmintavételi tényezőt $L = 2^r$ alakban vesszük. Például $\Delta n = 6$ bittel növeljük a felbontást, akkor (6.55)-ből kapjuk:

$$6,02 \Delta n = 36,12 \text{ dB},$$

ami a $9r$ -ból adódik, tehát $9r = 36, 12$, ahonnan $r = 4$. Így az egyes rangú $\Sigma - \Delta$ modulátoros ADC 6 bittel nagyobb felbontású mint egy klasszikus ADC, vagyis $L = 2^4 = 16$.

Itt is az $y(t)$ digitális kódú szám kimeneten decimálást kell végeznünk, hogy csökkentsük a fölösleges minták számát.

Másod- vagy magasabb rendű $\Sigma - \Delta$ modulátorral az $e(t)$ hiba eltolódása az $L\omega_s/2$ frekvenciák felé még hangsúlyosabb lesz, így a SNR értéknövekedése számottevőbb, vagyis kisebb L értékkel érünk el ugyanakkora bitnyereséget.

Az eddigi elemzésben a $\Sigma - \Delta$ modulátoron belüli ADC-t általános, n bitesnek tekintettük. Az ADC (egyben az egész $\Sigma - \Delta$ modulációs ADC) átalakítót akár egybitesre is lehet alakítani, amikor az ADC egy feszültségkomparátor lesz, az egybites DAC meg egy kapcsoló, amely y -től függően $+U_R$, vagy $-U_R$ referenciára kapcsol. Az y kimeneten PDM (Pulse Density Modulation) impulzusokat kapunk.

A jelenleg gyártott $\Sigma - \Delta$ modulációs ADC-k felbontó képességei $r = 16 \dots 24$ b, míg az átalakítási sebességük elérheti a 2,5 MSps értéket is.

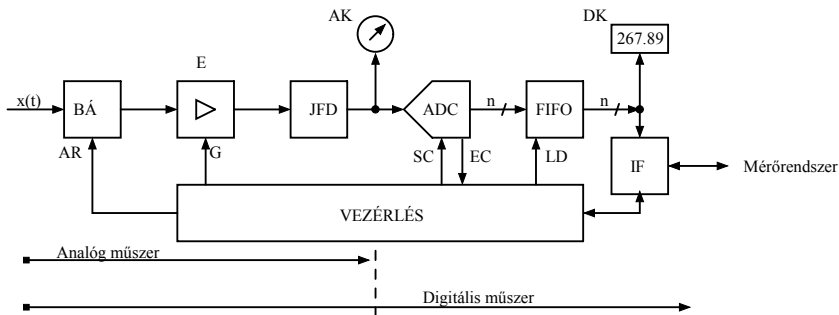
7. fejezet

Elektronikus mérőműszerek és mérések

Az elektronika olyan jelfeldolgozási lehetőségeket hozott a méréstechnikába, amelyek elképzelhetők sem voltak az elektromechanikus mérőeszközökkel: erősítés, csillapítás, frekvenciaérzékeny feldolgozás, adattárolás, adatátvitel más eszközökhöz. A mérési jellemzőket gyökeresen befolyásolják az elektronika nyújtotta megoldások: nagy érzékenység, nagy pontosság vagy felbontóképesség, adatfeldolgozási algoritmusok beültetése, öntesztelés, önkalibráció, frekvenciaszelektivitás, nagy frekvenciakorlát.

Az elektronikus mérőeszközöknek mindig van egy analóg részük, amihez hozzáadódik a digitális rész, ha a műszer digitális. A 7.1. műszerábrán egyetlen bemenő $x(t)$ mérendő mennyiséget mérő elektronikus tömbvázlatát mutatjuk be. A műszer analóg része a BA bemeneti áramkörrel kezdődik, amely lehet atenuátor (csillapító), sőtellenállás, I/U vagy R/U átalakító. Ezt szokta követni egy- vagy többfokozatú erősítés (itt végbemehet a frekvenciaszelektivitás) és a JFD-analóg jelfeldolgozás (csúcscsökkentés, középpérték vagy effektív érték egyenirányítás, fázisérzékeny egyenirányítás, szűrés). Ha a műszer analóg, akkor ezen a ponton az AK analóg kijelzőn megjeleníthetjük a mérendő $x(t)$ kívánt értékét. De a kijelzés helyett az analóg rész kimenete lehet egy feszültség vagy áram információhordozó (pl. az egységesített 2-10 mA, ill. 4-20 mA egyenáram-kimenet).

Amennyiben a műszer digitális, a JFD analóg jelfeldolgozó kimenete (kötelezően feszültség) az ADC analóg-digitális átalakítóban n bites bináris kódban értelmezett számértékké változik, amelyet általában egy FIFO (First In – First Out) tárban az adatok érkezése sorrendjében tárolunk és ki



7.1. ábra. Elektronikus mérőeszköz szerkezeti tömbvázlata

is adhatunk a kimenetére. A digitális értéket a *DK* digitális kijelzőn megjeleníthetjük, vagy jól meghatározott *IF* interfészen keresztül továbbíthatjuk egy mérőrendszerbe, amely általában számítógép-vezérelt.

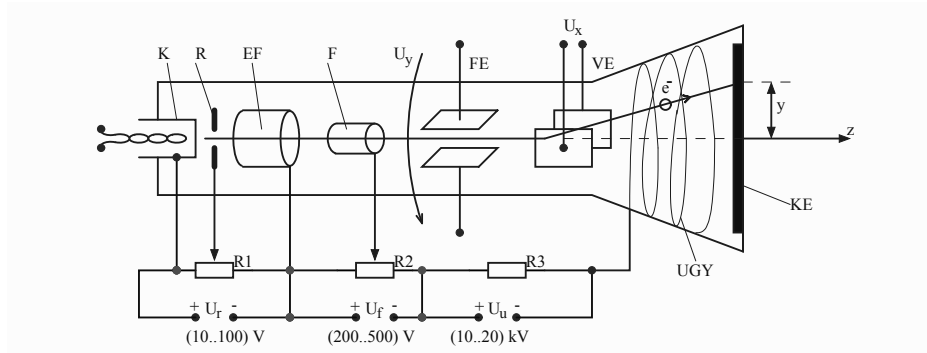
Az analóg mérőeszközöknél a kezelő felületek kézi beavatkozást tesznek lehetővé (mérőskála-választás, frekvenciasáv). A digitális mérőeszközöknél kézenfekvő egy vezérlőegység bevezetése, amely mindinkább processzorvezérelt, és ez sok adalékos lehetőséget biztosít a műszer működésében (ebből néhányat az alábbiakban részletezünk).

A 7.1. ábrán a vezérlés, amely digitális műszer esetén szerepel, vezérjelekkel ad/kap információkat a műszer funkcionális elemeivel:

- AR – Autorange – a mérőskála automatikus kiválasztása;
- G – Gain – az E erősítő erősítésének a beállítása;
- SC – Start of Conversion – az A/D átalakítás beindítása;
- EC – End of Conversion – az A/D átalakítás befejezése;
- LD – Load – az ADC átalakítóban létrejövő n bites bináris mérési eredmény betöltése a FIFO tárbba.

Az **analóg kijelzők** tűmutatósak, általában állandómágnesű (mozgótekerces) egyenáramú műszerek (mikro- vagy milliamperemérők). Az analóg kijelzés egyik fontos eszköze a **katódcső** (7.2. ábra), amely analóg oszcilloszkópok, spektrumanalizátorok, hálózatanalizátorok esetében használatos.

A katódcső zárt, légmentesített belsejű, hengeres üvegtest, amelyben fémlektrodákat helyeznek el. A hőfűtésű K katód termikus elektronokat bocsát ki (negatív töltésűek) amelyek a katódnál pozitívabb EF előfókuszáló és F fókuszáló anódok által létrehozott villamos erőter hatására felgyorsulnak, hogy végül a KE kijelző képernyő fénykibocsátó fluoreszkáló felületébe



7.2. ábra. Katódcső analóg jelek megjelenítésére

ütközve fénypontokat hozzanak létre. A katód, rács és gyorsító anódok együttesét elektronágyúnak nevezzük. A katódról kibocsátott elektronnyaláb divergens lenne, de a K, R, EF és F elektródák által kialakított elektrostatikus lencserendszer az elektronnyalábot épp a fluoreszkáló rétegen fókuszálja. *R* a rács elektróda, amelynek a katódnál negatívabb potenciáljával az elektronnyaláb tömörségét szabályozza, ami végül a képernyőn létrejövő kép fényerősségét és vonalvastagságát befolyásolja. A gyorsító feszültségek az U_r rácsfeszültség, U_f fókuszáló feszültség és U_u utógyorsító feszültség, amely pozitív kapcsa az *UGY* utógyorsító spirálszerű elektródára van kötve, ezáltal felgyorsítva az elektronokat 10-20 keV mozgási energiára. Ekkora energia szükséges ahhoz, hogy a képernyő fluoreszkáló rétegébe ütközve előidézzon ebben fénykibocsátást. Tehát az elektronnyaláb a „ceruza”, amellyel „rajzolni” lehet a képernyőre.

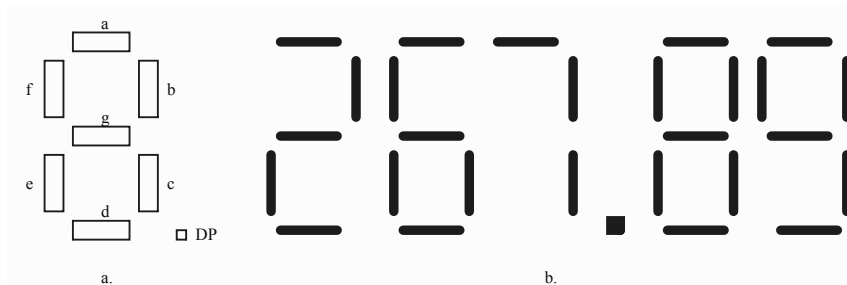
Az elektronnyalábot két síkkondenzátorral alkotó *FE* függőleges és *VE* vízszintes eltérítő fegyverzetekre (lemezpár) csatolt eltérítő U_y és U_x feszültségek térítik el (okoznak y függőleges és x vízszintes kitérítést). Ha a függőleges *FE* eltérítő rendszert elemeznénk, akkor az U_y hatására a képernyőn mérhető kitérés:

$$y = \frac{lL}{2dU_f} \cdot U_y, \quad (7.1)$$

ahol l és d az *FE* síkkondenzátor lemezpárjának az Oz tengely irányában mért hossza, illetve a köztük lévő távolság, L az *FE* eltérítő kondenzátor közepének a távolsága a képernyőtől, U_f a fókuszáló- és gyorsítófeszültség, U_y pedig a mérendő jel feszültsége. Vízszintes irányba a *VE* kapcsolókra csatolt U_x hatására a (7.1) kifejezés szerint létrejön az x kitérés.

Tehát egy $(U_x; U_y)$ feszültségpárosra az elektronnyaláb a képernyő síkjában egy (x, y) koordinátájú fényes pontot hoz létre.

Digitális számok és rövid üzenetek megjelenítésére hét szegmenses LED vagy LCD kijelzőket használunk (7.3. ábra). Az a, b, c, d, e, f, g szakaszok,



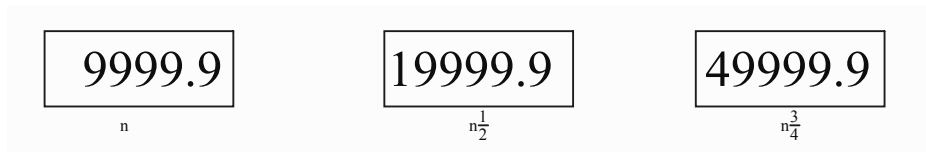
7.3. ábra. Hétszegmenses kijelző

valamint a DP tizedesvessző (Decimal Point) aktiválásával közérthető módon lehet kiírni a tízes számrendszerű számokat (pl. 7.3.b. ábrán a 267,89). A LED (Light Emiting Diode) fénykibocsátó dióda és ennek energiafogyasztása miatt csak a hálózati tápforrású műszerekben használják, míg az LCD (Liquid Crystal Display) folyékony kristályos kijelzők nagyon kis energiát használnak, amiatt a hordozható (akkumulátor vagy vegyi elemről táplált) műszerekbe ezeket építik be.

Mind elterjedtebb az LCD alapú, pixelként felépített síkképernyő, amelyen képgenerátorral kijelezhetünk számértéket, mértékegységet, görbéket, szövegüzeneteket. A legjobb minőségű LCD pixelalapú kijelzők TFT technológiával készülnek (TFT – Thin Film Transistor), amelynél minden pixelhez három tranzisztort rendelnek, az RGB rendszer szerinti piros, zöld és kék színek ellenőrzésére. Ezzel a technológiával akár egymillió színárnyalat fölötti pixelszint tudnak előállítani. Az ilyen képernyők hátulról megvilágítással vagy háttértükör segítségével, a külső fény visszaverődésével alakítják láthatóvá az információt.

A számkijelzőket három kivitelezésben gyártják és használják (7.4. ábra):

- az **n dekádós** kijelzés, amely n teljes dekádöt tartalmaz, vagyis a kiírható szám bármelyik lehet 00..00-tól 99..99-ig, így a kijelezhető legnagyobb szám $(10^n - 1)$, vagyis kb. 10^n (az ábrán $n = 5$ kijelzés van, a tizedesvesszővel itt nem számolunk).



7.4. ábra. Számkijelzőtípusok

- az $n^{\frac{1}{2}}$ dekádós kijelzés n teljes dekádod és egy $n + 1$ -dik dekádod tartalmaz, amely vagy semmit sem jelez ki, vagy 1-et. Így a kijelezhető számok (pl. $5^{\frac{1}{2}}$ -re) 00000, 00001,..., 99999, 100000,..., 199999, vagyis a legnagyobb szám $(2 \cdot 10^n - 1)$, vagyis kb $2 \cdot 10^n$.
- az $n^{\frac{3}{4}}$ dekádós kijelzés n teljes dekádod és egy $n + 1$ -dik dekádod tartalmaz, amely vagy semmit, vagy az 1, 2, 3 és 4-es számjegyet jelezheti ki. A kijelezhető számok (pl. $5^{\frac{3}{4}}$ -re) 00000,..., 99999, 100000,..., 199999, 200000,..., 299999, 300000,..., 499999. A legnagyobb kijelezhető szám $(5 \cdot 10^n - 1)$ vagy kb. $5 \cdot 10^n$.

Azért időztünk el a számkijelzéseknél, mert ezek ismeretében lehet megérteni az optimális mérőskála-kiválasztást.

Az elektronikus mérőműszerekre is érvényesek az 1. fejezetben definiált pontossági osztályok. Az **analóg** elektronikus műszereknél csak egyetlen c indexet adnak meg, ami lehet a mérőskála felső határához (névleges érték) vagy a mért értékhez viszonyított pontossági osztály. A **digitális** műszereknél a pontossági osztály két index összegeként van megadva:

$$c = c_a + c_d, \quad (7.2)$$

vagyis egy c_a analóg pontossági osztály (mint előbb említettük) és egy c_d digitális pontosságú osztály, ami a számbeli kifejezést jellemzi.

Ha a digitális mérőműszerbe processzorvezérelt rendszer van beépítve, akkor a műszer akár programozható is lehet, de mindenképpen képes néhány metrológiai funkciót (eljárást) biztosítani. Ezek közül a következőket említjük meg:

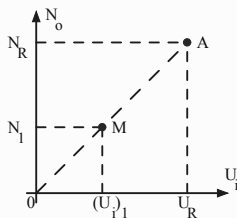
a) A mérőskála automatikus kiválasztása (AR – Autorange), amely eljárás során a mérendő mennyiség értékének a legjobban megfelelő skálát választja ki, amely a kijelzést a legjobban használja ki, vagyis a lehetséges legtöbb számjegyet használja fel. Például $U = 135,45$ mV feszültséget egy $n = 5$ kijelzőn 135,45 mV-ként, egy $n = 5^{\frac{1}{2}}$ kijelzőn 135,450 mV-ként optimális mérni. Elég egyszerű algoritmusok alapján lehet ezt a funkciót kivitelezni, akár processzor nélküli műszerben is.

b) Öntesztelés (Autotest) – egy olyan eljárás, amely során megállapítható, hogy a műszer jól működik-e. A teszt által nem a műszer pontossági osztályát ellenőrizzük, hanem a funkcionális működési képességét. E célból egy processzorvezérelt folyamat következik, amely által a műszer bemenetére ismert értékű mérendő mennyiség kapcsolódik, és a kimenet összehasonlítódik egy előre várt értékkel. Ha a kimenet megegyezik az elvárt értékkel, a műszer megfelel működés szempontjából, másképp ki lesz jelezve a teszthiba (Test Error), ami megtiltja a műszer további használatát.

c) Önkalibrálás (Autocalibration). A kalibrálás, hitelesítés és bes szabályozás metrológiai eljárások, és ezeket általában erre a célra hitelesített laboratóriumokban végzik el. A kalibrálás olyan tevékenységek összessége, amellyel meghatározzák az összefüggéseket a mérőeszköz értékmutatása, valamint a mérendő mennyiség valós tulajdonságai között. A kalibrálás bes szabályozással is járhat, ami műszaki közbelépést jelent (bizonyos szabályozható elemeken beállítások finom módosítása) azon célból, hogy a mérőeszköz megfeleljen a pontossági osztályának. A hitelesítés szintén pontossági osztály ellenőrzése, de ez jogi eszközökkel szabályozott tevékenység és hivatalos hatósági dokumentum kibocsátásával jár.

A processzor vezérelte digitális mérőműszerben automatikus kalibráció és esetleg bes szabályozás történik, amely által a műszer pontossági osztályának való megfelelése automatikusan ellenőrzött és biztosított. Az önkalibrációs eljárás során a műszer bemenetére pontos, referenciaértékű mennyiséget kapcsolnak. Ha a kimenet nem felel meg a vártnak (hibatűrésen belül), akkor automatikusan következik a processzor vezérelte bes szabályozás programozható erősítők és attenuátorok segítségével (pl. DAC a műveleti erősítő kimenetén vagy a visszacsatolásában).

Az önkalibrálásra tipikus példa egy digitális voltmérő kalibrálása-bes szabályozása három pontban (7.5. ábra).



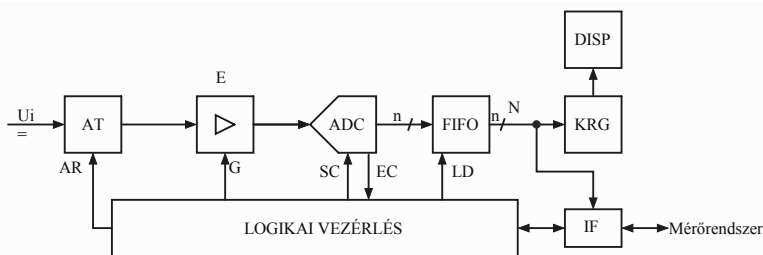
7.5. ábra. Kalibrálási eljárás egy digitális voltmérővel

A következő folyamat történik (automatikusan, processzorvezérelten):

- A voltmérő bemenetére $U_i = 0$ feszültséget kapcsolja. Ha a kimeneten a kimenőszám nem nulla ($N \neq 0$), akkor következik az automatikus beszabályozás, amelynek a végén $U_i = 0$ bemenetnek $N = 0$ felel meg.
 - Az ofszet kiküszöbölése után a voltmérő bemenetére $U_i = U_R$ referenciafeszültséget kapcsol, amely az ideális (vagy pontossági osztálynak megfelelő) műszer esetén N_R számot kell eredményezzen (a karakterisztika A pontja). Ha $N \neq N_R$, akkor következik egy második beszabályozási eljárás (automatikusan, processzor vezérelve), amely által U_R bemenetnek végül $N = N_R$ szám felel meg. Így be lett rögzítve az OA egyenes, ami jellemző a digitális voltmérőre. Innen már a voltmérő rendeltetésszerűen működik, és egy $(U_i)_1$ bemenőfeszültségnek a karakterisztika M munkapontjának megfelelő N_1 kimenőszámot ad (a műszer pontossági osztályában működik).
- d) Az igényesebb digitális műszerek, amelyekbe processzor van beépítve, amelyek programozhatók is, **két vezérlési/működési lehetőséggel** rendelkeznek:
- **Helyi vezérlés** (Local), amikor a műszeren található kezelógombokkal és billentyűkkel a mérőműszert igényeink szerint felhasználjuk.
 - **Távvezérlés** (Remote), amikor a műszert egy szabványos interfészen keresztül egy tágabb mérő/adatgyűjtő rendszerbe kapcsolhatjuk: a műszer működése helyileg többé nem befolyásolható, hanem az interfész specifikus protokoll szerint a mérőrendszert vezérlőegység (egy processzor vagy több processzor) adja a parancsokat a mérőskála beállítására, működési mód beállítására (funkciók), a mérési adatok rendszerbe táplálására stb. Ezzel a távvezérlési, távprogramozási lehetőséggel a digitális mérőműszer alkotóegysége lesz egy **virtuális mérőrendszernek**.

7.1. Digitális multiméterek

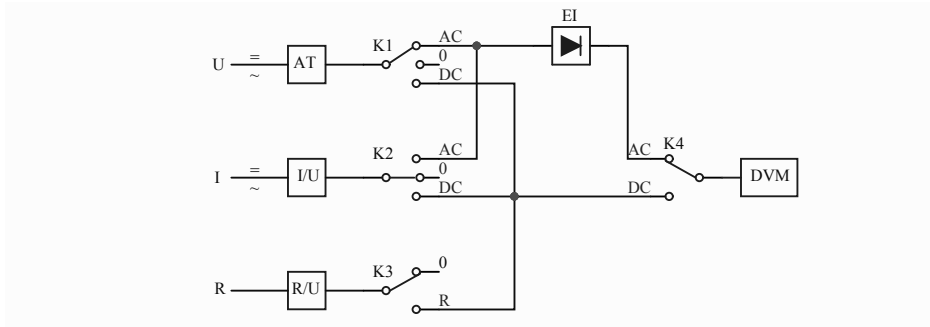
Hasonlóan az állandómágneses (mozgótekerces) műszer körül kialakítandó multiméter-eljárással (a műszer csak egyenáramban mér áramot), az egyenfeszültségű digitális voltmérő (DVM – Digital Voltmeter) alapján is kialakítható a multiméter-struktúra. Az egyenfeszültségű digitális voltmérő (7.6. ábra) bemenetén az AT atenuátort az E erősítő követi. E két analóg jelfeldolgozó fokozat az ADC bemenetén elfogadható egyenfeszültség-szintre



7.6. ábra. Digitális voltmérő (DVM) tömbvázlata

alakítja U_i -t [(1-5)V nagyságrend)]. A voltméterekben a leggyakrabban kétszer integráló ADC-t használnak a kitűnő soros zajelnyomó tulajdonsága miatt. Mint tudjuk, ezek az analóg-digitális átalakítók nagyon lassúak, de jó a felbontóképességük (akár 20 b), és az NMRR felmehet 90 dB-ig is. A kétszer integráló ADC-knél jól leírható az átalakítási idő, amely az SC (Start of Conversion) indító impulzustól az EC (End of Conversion) átalakítás befejezését jelző impulzusig tart. Az EC után mindjárt következhet a LD (Load) parancs, amelyre a FIFO tárhoz töltődik a megkapott N szám. A FIFO tár lényege, hogy amilyen sorban következnek a bemeneten az ismételt analóg-digitális átalakítás eredményei (akár minták is), olyan sorrendben kerülnek a kimenetre. Ez fontos mind a kijelzés szempontjából (KRG – kijelző regiszter és DISP – digitális kijelző), mind az esetleges, IF interfészen keresztül egy mérőrendszerbe táplálandó adatok sorrendje szempontjából. A logikai vezérlés biztosítja az automatikus mérőskála kiválasztását (AR – Autorange), valamint az erősítés beállítását (G – Gain), szintén az optimális skálaválasztásért. A DVM pontossági osztálya, $c = c_a + c_d$ függ a műszer rendeltetésétől. Kézen hordozható ipari műszerek analóg pontossági osztálya $c_a = 0,2 \dots 1,5$, míg a $c_d \leq c_a$ viszony mindig biztosított. Laboratóriumi használat céljára gyártott voltméterek analóg pontossági osztályai az analóg műszerekénél szokatlanul kis értékűek, $c_a = 0,005 \dots 0,05$ nagy pontosság, ami lehetséges a felfeldolgozási folyamatban alkalmazott kompenzálások és pontos építőelemek használatával.

Megfelelő lineáris EI egyenirányító beiktatásával (abszolút középérték, effektív érték, csúcsérték, csúcs-csúcs érték) és I/U áram-feszültség, illetve R/U ellenállás-feszültség átalakítókkal kialakítható a digitális multiméter (7.7. ábra), a minimális kötelező funkciókkal. A 7.1. táblázatban összefoglaljuk a K1..K4 kapcsolók állapotát az alapvető öt multiméter-funkcióra.

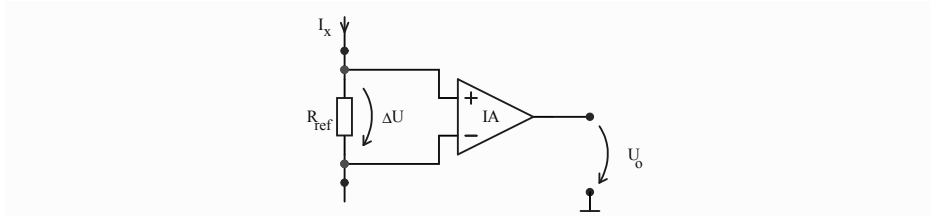


7.7. ábra. Digitális multiméter elvi vázlata

Fsz	Multiméter-funkció	K1	K2	K3	K4
1	Egyenfeszültségű voltmérő	DC	0	0	DC
2	Váltófeszültségű voltmérő	AC	0	0	AC
3	Egyenáramú ampermérő	0	DC	0	DC
4	Váltóáramú ampermérő	0	AC	0	AC
5	Ohmmérő	0	0	R	DC

7.1. táblázat. Multiméter-funkciók a K1..K4 kapcsolók állapota szerint

Az áram-feszültség I/U átalakító (7.8. ábra) lényegében egy R_{ref} nagy pontosságú ellenállásból és az I_x áthaladása által létrejövő ΔU feszültség-
esést felerősítő IA műszererősítőből áll. Az IA műszererősítő lebegőpoten-



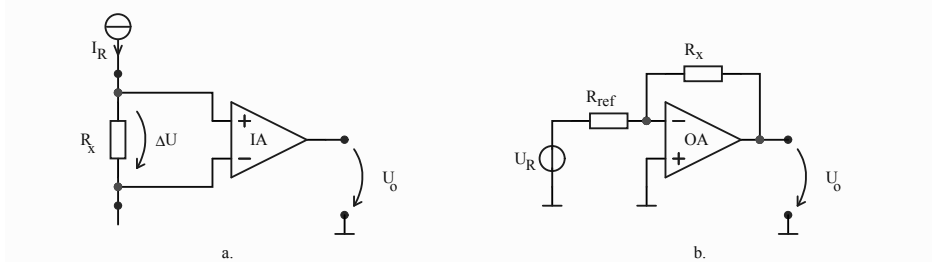
7.8. ábra. Áram-feszültség átalakító

ciálú differenciál bemenetével bárhol sorba köthető a mérendő I_x árammal. A kimeneti feszültség:

$$U_o = A \cdot \Delta U = A \cdot R_{ref} \cdot I_x = K_i \cdot I_x, \quad (7.3)$$

ahol K_i az áram-feszültség átalakítási tényező.

Az R/U ellenállás-feszültség átalakítónak elvileg két változata használatos (7.9. ábra):



7.9. ábra. Ellenállás-feszültség átalakítók

- Aránylag kis R_x ellenállások számára a 7.9.a. ábrán látható kapcsolást alkalmazzuk ($R_x \ll R_{beIA}$). A mérendő R_x ellenálláson pontosan ismert I_R referenciaáramot vezetünk át (egy áramforrásból), így az IA műszererősítő kimenetén az

$$U_o = A \cdot \Delta U = A \cdot I_R \cdot R_x = K_R \cdot R_x \quad (7.4)$$

összefüggést kapjuk, ahol K_R az ellenállás-feszültség átalakítási tényezője.

- Aránylag nagy ellenállások esetében a 7.9.b. ábrán látható megoldás célszerű, ahol az OA műveleti erősítő bemenetére U_R referencia-feszültségforrást kapcsolunk. A kimenő feszültség:

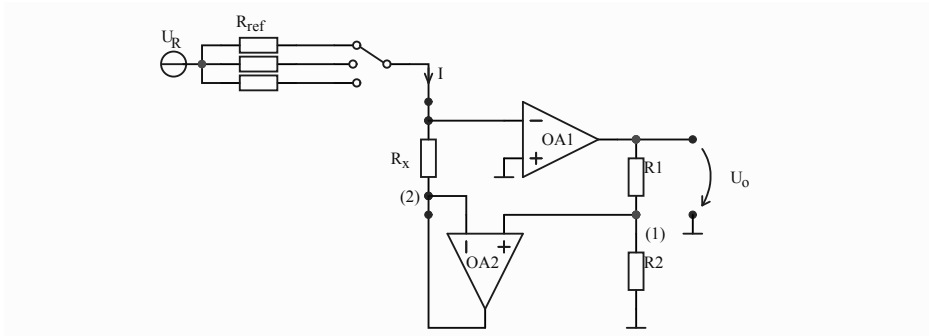
$$U_o = -\frac{R_x}{R_{ref}} \cdot U_R = -\frac{U_R}{R_{ref}} \cdot R_x = K_R \cdot R_x. \quad (7.5)$$

Érdekes közelebbről megtekinteni egy R/U átalakítót (7.10. ábra), amely egy U_R referencia-feszültségforrást, választható R_{ref} pontos ellenállásokat és két műveleti erősítőt tartalmaz. Az OA-nál szokásos egyszerűsítéssel (az $u_d = u_i^+ - u_i^- = 0$) felírhatjuk:

$$I = \frac{U_R}{R_{ref}}; \quad U_{(2)} = R_x I; \quad U_{(1)} = \frac{U_0}{R_1 + R_2} \cdot R_2.$$

Az OA2 jelkövető kapcsolásban van, így $U_{(1)} = U_{(2)}$ és következik:

$$U_o = \frac{U_R}{R_{ref}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot R_x = K_R \cdot R_x. \quad (7.6)$$



7.10. ábra. Többskálás R/U átalakító referenciafeszültséggel

Az R_{ref} , R_1 és R_2 ellenállások megválasztásával (a K_R tényező kialakításával) az ohmmérő több mérőskáláját alakíthatjuk ki. Ha $U_R = 1\text{ V}$; $R_{ref} = 10\text{ k}\Omega$; $100\text{ k}\Omega$, $1\text{ M}\Omega$, $10\text{ M}\Omega$ és $\frac{R_1+R_2}{R_2} = 1$; 10 ; 100 , a kimeneti feszültség $U_o \in [0, 1]\text{ V}$ intervallumára hat ellenállás-mérőskála alakítható ki: $(0 \dots 100)\Omega$; $(0 \dots 1)\text{ k}\Omega$..., $(0 \dots 10)\text{ M}\Omega$.

A digitális multimétereket általános használatú kézi műszerekként ($3\frac{1}{2}$, $3\frac{4}{2}$, 4 dekádós kijelzések) gyártják, amelyek pontossági osztályai egyenáramban $0,2 \dots 0,5$, váltóáramban meg $0,5 \dots 1,5$. Laboratóriumi multiméterek kijelzései 5, 6, 7 dekádú, pontossági osztályuk egyenáramban $0,003 \dots 0,03$ közötti, váltóáramban $0,1 \dots 0,5$ lehet. Váltóáramban U és I mérés akár több száz kHz frekvenciájú jelre is kiterjed.

7.2. Oszilloszkópok

Az oszcilloszkópok feszültség vagy bármilyen feszültséggé átalakítható mennyiség időbeli változásának vizsgálatára alkalmas mérőműszerek. Képernyőjükön a vizsgált feszültség értékének a függőleges irányú kitérés felel meg, míg az időtengely menti változást a vízszintes kitérés jelenti.

Az első kijelzésre használható katódcsövek (CRT – Cathode Ray Tube) az 1930-as évek közepén kezdtek oszcilloszkópok szerkezetében szerepelni. Sokáig csak az analóg oszcilloszkópokkal lehetett jel-idő függéseket megjelentetni, mérni. Az analóg oszcilloszkópokat csak periodikus jelek megjelenítésére használhatták, esetleg fényképezőgéppel rögzíthették egy tranziens

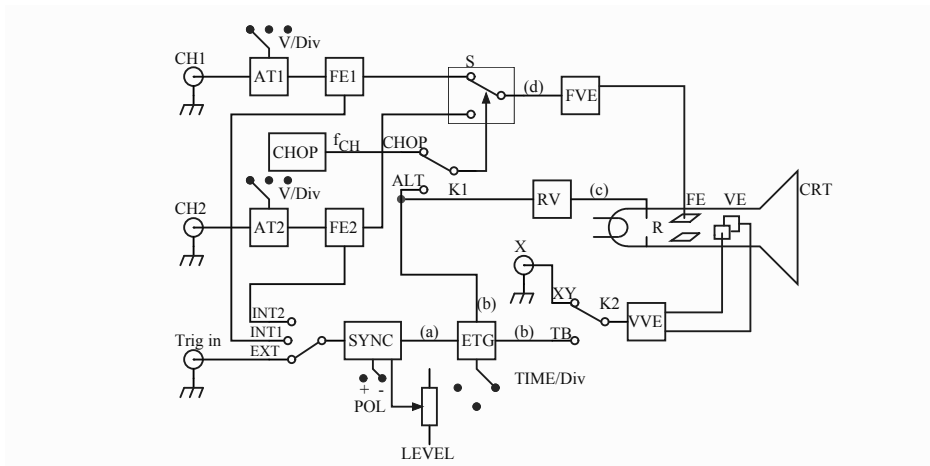
jelenség nagyon rövid szakaszát (ún. Single Shot üzemmód). A jelek rögzítésének és utólagos elemzésének céljára kifejlesztettek különböző típusú tároló katódcsöveket, amelyek a fluoreszkáló réteg mellett egy villamos töltést megőrző réteget vittek a képernyő belső (légmentesített) felére, miáltal egy-egy jel-idő változás percek-órákat tárolódott, miután eltűnt.

Az oszcilloszkópok fejlődésében a nagy áttörés a digitális technika rohamos fejlődésével, a félvezetők integrálási fokával és a kijelzési eszközök fejlődésével történt. Kezdetben a digitális tároló oszcilloszkópok is CRT kijelzővel működtek, csak később jöttek be a pixel alapú LCD képernyők.

A mai műszaki fejlődési szinten legtöbbször már a digitális tároló oszcilloszkópokat használják, de még mindig használatban vannak az analóg oszcilloszkópok is. A legolcsóbb oszcilloszkóp is legalább kétszatosnás, amely két jel egyidejű elemzését biztosítja, így a továbbiakban sorra elemezzük a kétszatosnás analóg és digitális tároló oszcilloszkópokat, kitérve a nagyon fontos frekvenciájukra és a kettőnél több szatosnás változatokra is.

7.2.1. Analóg oszcilloszkópok

Egy kétszatosnás analóg oszcilloszkóp szerkezeti tömbvázlata a 7.11. ábrán látható, amelyen feltüntettük a főbb kezelőgombok és beállítások elnevezéseit is.



7.11. ábra. Kétszatosnás analóg oszcilloszkóp tömbvázlata

Az oszcilloszkóp központi eleme a kijelzésre használt CRT katódcső (7.2. ábra), amely elektródáira a kapcsolandó feszültségeket a műszer többi elektronikus része állítja elő. Két jel egyidejű megjelentetésére két bemeneti jelcsatornánk van, a CH1 és CH2, mindeniknél egy-egy csillapító (AT1 és AT2, ahol kezelőfelületen lehet kiválasztani a csillapítási fokozatot) és egy-egy függőleges erősítő (FE1 és FE2 – függőleges, mivel a katódcső függőleges eltérítési lemezpárjára jutnak). Egy S (switch) elektronikus kapcsoló, ami kívülről nem elérhető, a működési módtól függően az FVE függőleges végerősítőre szabályos időközökben felváltva juttatja a két csatorna előerősített jeleit. Az FVE végerősítő több tíz voltnyi feszültséget is képes kell legyen rákapcsolni az FE függőleges eltérítő lemezpárra az elektronnyalábnak a teljes képernyőt átfogó y_{max} kitérés elérése céljából (általában $y_{max} = \pm 40 \text{ mm}$ vagy $\pm 4 \text{ Div}$ -beosztás).

A vízszintes eltérítő lemezpárt (VE) a VVE vízszintes végerősítő táplálja. Az oszcilloszkópot lényegében a két képmegjelenítési módban lehet használni (amit a K2 kapcsolóval választunk ki):

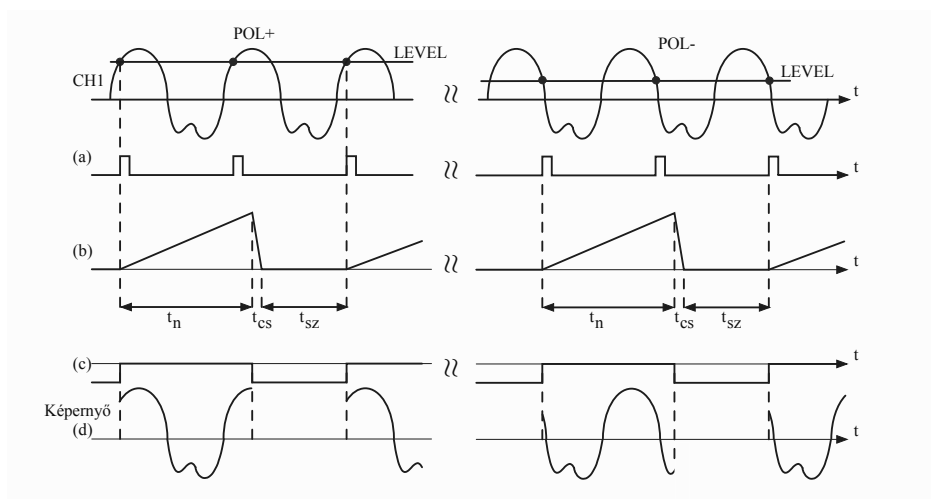
a) Időalap módban (TB – Time Base) a vízszintes végerősítőbe egy ETG eltérítés generátor által előállított (b) fűrészfelt kapcsolunk (lásd 7.12. ábrát), amelynek három időösszetevője van: t_n – a **növekedési idő**, amely alatt a feszültség szigorú linearitási feltételnek kell megfeleljen (ezen idő alatt az elektronnyaláb által a képernyőn létrehozott fényes pont a képernyő bal kezdőpontjából a jobb oldali végpontba folyamatosan mozdul el, miáltal **létrehozza az Ot időtengelyt**); t_{cs} – csökkenési idő (ezalatt az elektronsugár visszatér a bal oldali kiinduló pontba) és t_{sz} – szünetidő, amikor az elektronsugár stagnál a bal oldali kezdőpontban. Mivel a $t_{cs} + t_{sz}$ időintervallumok alatt az elektronnyaláb végig egy pontban van (a képernyő bal oldali kiinduló pontján), a fluoreszkáló réteg hamar kiég. Ennek elkerülése céljából beiktatták az RV rácsvezérlő áramkört, amely a $t_{cs} + t_{sz}$ időszakra a katódcső R rácsára (c) negatív feszültséget kapcsol, amivel elvágja az elektronnyalábot, vagyis az elektronágyú nem bocsát ki elektronokat.

Az ETG eltérítő generátor fűrészfeltének a t_n növekedési idejét külső kezelőgombbal be lehet állítani 1, 2, 5 lépésekben $\mu \text{ s/div}$, ms/div és s/div értékekre, amely által a képernyőn a vizsgált jel egy periódusát, annak csak részét vagy több periódusát jelentetjük meg.

b) X-Y módban a vízszintes végerősítőre egy megfelelően csillapított és előerősített $X(t)$ jelet kapcsolnak, miáltal a képernyőn az $Y = f(X(t))$ implicit időfüggést látjuk, amelyben az idő nem jelenik meg a képernyőn. Pl. ha Y és X is szinuszjelek, akkor kerekített zárt görbét kapunk: kör-ellipszis, ha $X(t)$ és $Y(t)$ frekvenciája azonos, a nyolcas szám mindenféle pozícióban,

ha X frekvenciája kétszerese az Y jelénél (vagy fordítva) stb. Ezt az üzemmódot elég ritkán alkalmazzák, de segítségével például meg lehet jeleníteni egy ferromágneses anyag $B(H)$ dinamikus histerézis jelleggörbét.

Továbbá arról kell gondoskodni, hogy a képernyőn lerajzolt fénynyom (a függőleges jel átfutása a képernyő bal oldalától a jobb oldali végéig, tehát egy t_n idő alatt), ami 60 ns...10 ms idő után eltűnik („kialszik”), a fluoreszkáló anyag rövid reminiszcenciája végett mégis stabilan, hosszú ideig látható legyen. Erre a megoldás, hogy a megjelenítendő jel ugyanazon szakaszát időben olyan sűrűn ismételjük meg, hogy a kísérletező ember számára folytonos, rebegés nélküli $Y(t)$ görbét eredményezzen. Erre szolgál a SYNC szinkronizáló (eltérítésvezérlő) áramkör, amely a vezérlőjelet veheti kívülről (EXT mód, a jel a *Trig in* bemenetre kapcsolva), vagy a leggyakrabban a mérendő jelekből (INT1 a CH1 csatorna jele, INT2 a CH2 csatorna jele).



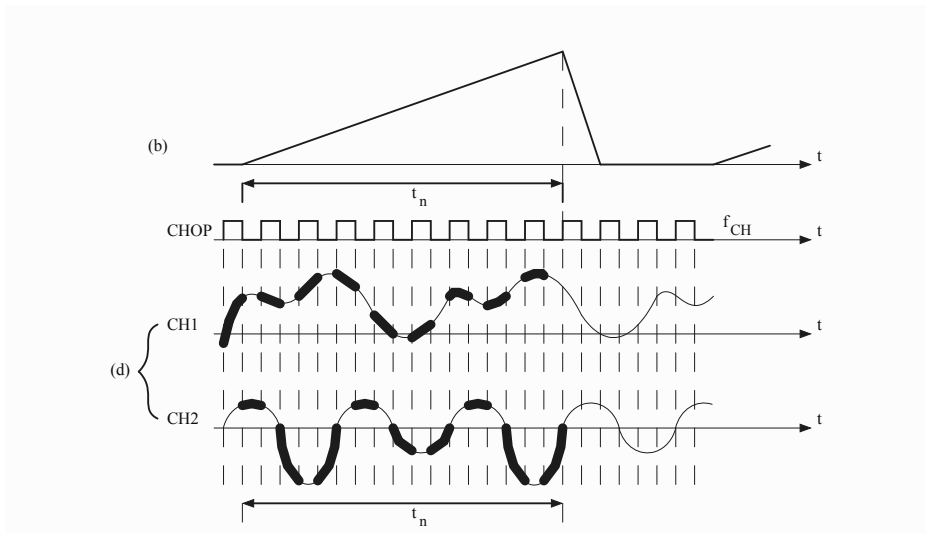
7.12. ábra. Az INT1 szinkronizálás esetén létrejövő jelek időbeli változásai: (a) eltérítésindító impulzusok, (b) az eltérítőgenerátor kimenő jele, (c) az RV rácsvezérlő, a rácsot negatíváló jele és a (d) kimeneti jel, csak a CH1 csatornáról, ami megjelenik a képernyőn

Bármely vezérlőjelnél lehetőség van a referenciaszint (LEVEL) beállítására és a vezérlőjel érintői iránytényezője beállítására (POL): ha POL+, akkor a vezérlőjel összehasonlítása a referenciaszinten a jel növekvő szakaszán, ha POL–, akkor a jel csökkenő szakaszán történik. A referenciaszint

elérésekor a szinkronizáló áramkör egy impulzust bocsát ki, amely elindítja az ETG eltérítő generátor t_n növekedési idejével kezdődő fűrészfűzést. A $t_n + t_{cs}$ időtartam alatt érkező új szinkronizáló impulzusoknak semmi hatásuk nincs, csak a t_{sz} szünetben érkező impulzus indít el egy újabb fűrészfűzést. A 7.12. ábrán az előbb leírtakat mutatja be, ha csak a CH1 jelet vesszük figyelembe (CH1 az INT1-en keresztül vezérli a SYNC tömböt és az S kapcsoló lerögzült csak a CH1 csatornára). A megszakított időtengely lehetőséget ad arra, hogy lássuk, hogyan működik a kép képzése a POL+ és POL– esetekben. Az ötödik görbesor mutatja, hogy a függőleges végerősítőre jutó (d) jel ugyanazon jelszakasz ismétlése.

Egy nyitott kérdés maradt: hogyan lehet megjeleníteni az egysugaras CRT katódcső képernyőjén egyidejűleg, két külön időtengellyel, a CH1 és CH2 csatornák jeleit? A választ az emberi szem tehetetlenségét, illetve az elektronsugár fluoreszkáló pontjának véges méretét felhasználó eljárások adták meg. A CH1 és CH2 csatornák jelei a végerősítőre a K1 beállította üzemmód szerint kapcsolódnak.

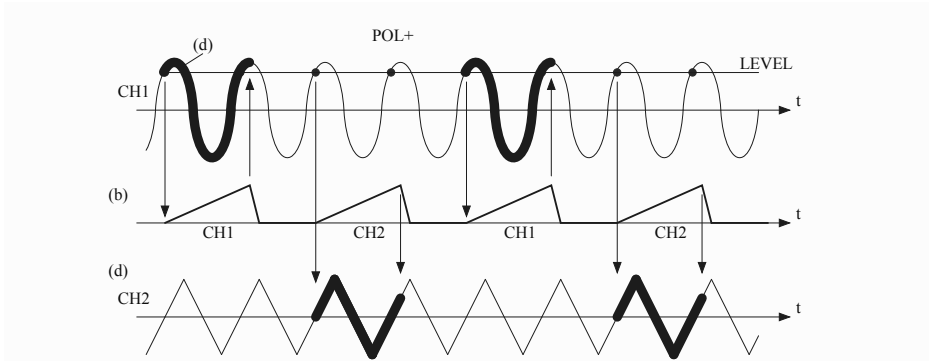
a) Kapcsoló üzemmódban (CHOP – Chopped) egy független CHOP jelgenerátor szaggató négyszögjelt állít elő (7.13. ábra). A szaggató négyszögjel



7.13. ábra. A kétcsatornás analóg oszcilloszkóp működése kapcsoló üzemmódban

f_{CH} frekvenciája ritmusában egy periódusa alatt a két jelet felváltva kapcsolja az S kapcsolón keresztül a végerősítőre. Ezáltal egy t_n növekedésű idő alatt a két jel szakaszokra bontott képét láthatjuk a képernyőn. Ha a CHOP szaggató négyszögjel f_{CH} frekvenciája jóval nagyobb a CH1 és CH2 csatornák frekvenciájánál, akkor a fényes szakaszok olyan közel kerülnek egymáshoz, hogy végül egybeolvadnak, és a szemlélő két folytonos görbét lát a képernyőn. Tehát a kétcsatornás analóg oszcilloszkóp kapcsoló üzemmódja a kisfrekvenciás jelek vizsgálatára alkalmas. A 30-50 MHz frekvenciasávú oszcilloszkópoknál a szaggató négyszögjel-generátor frekvenciája $f_{CH} = 100$ kHz, a 100 MHz fölötti frekvenciasávú oszcilloszkópoknál $f_{CH} = 1$ MHz.

b) Váltó üzemmód (ALT – Alternate) nagyobb frekvenciájú CH1 és CH2 jeleknél alkalmazható. Az S kapcsoló ritmusát, amellyel felváltva a CH1, ill. a CH2 csatorna jele kapcsolódik az FVE függőleges végerősítőre, az eltérítő generátor (ETG) (b) jele adja (7.14. ábra). Ha az eltérítő generátor



7.14. ábra. A kétcsatornás analóg oszcilloszkóp működése váltó üzemmódban

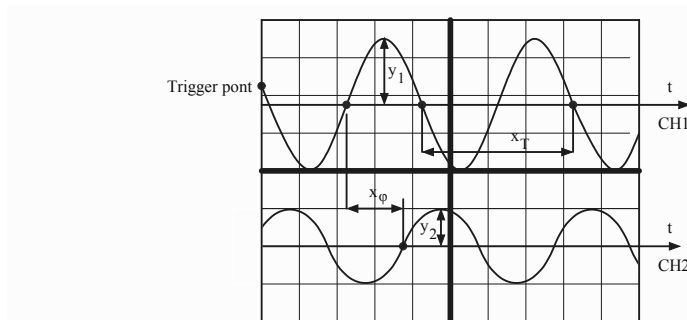
indítójele a CH1 csatorna és POL+ beállítás mellett az eltérítő fűrészjelek a referenciaszint és a CH1 jel növekvő szakaszának metszéspontjában indulnak, akkor egy teljes t_n növekedési időre az FVE-re a CH1 jel kerül, a következő teljes t_n időre a CH2 jel kerül. Könnyen elképzelhető, hogy a két időtengelyen minden második eltérítő t_n intervallumban a vizsgált jelek azonos szakaszai ismétlődnek. Itt az emberi szem tehetetlenségét használják ki (mint a filmtechnikában, TV-ben), amely szerint 16 kép/másodperc sűrűségnél kisebb képsort a szem képes különválasztani, de e fölött a képek

összeolvadnak. A képkocka per másodperc (FPS – Frame per Second) értékének a megválasztásával (25 FPS Európában, 30 FPS USA és más NTSC TV-rendszert használó országban) az egymást követő állóképeket az emberi szem összefüggő, folytonos mozgóképként érzékeli. Hasonlóképp ha az ALT üzemmódban a CH1, CH2 jelek elég nagy frekvenciájúak, a két tengelyen ismétlődő jelszakaszok stabil statikus képként jelennek meg.

Összefoglalóként állapítsuk meg az analóg oszcilloszkópok néhány hátrányos jellemzőjét:

- csak periodikus jelek időbeli változását képesek a CRT képernyőn megjeleníteni;
- a CRT katódcső 30-50 cm hossza miatt az oszcilloszkóp térbeli méretét (a mélységét) nem lehet rövidebbre gyártani, ezért nem lehet könnyű, hordozható változatban kivitelezni;
- a CRT működését biztosító nagyfeszültségek miatt csak ipari hálózaton lehet táplálni, ami megint egy nyomós ok a hordozható, akkumulátorról, elemről táplált változat megépítésének gyakorlati lehetetlenségére.

Hogyan és mit mérhetünk az analóg oszcilloszkóppal? A CRT katódcső képernyőjét általában 10 cm vízszintes és 8 cm függőleges méretűre alakítják ki (de még helyesebben cm helyett DIV-beosztást határoznak meg, tehát 10 x 8 DIV). A 7.15. ábrán egy képernyőt mutatunk be, amelyen a két csatorna bemenetére egy-egy szinuszjelet kapcsolunk. Az FE1 és FE2



7.15. ábra. Analóg oszcilloszkóp képernyője két jellel

függőleges előerősítők (7.11. ábra) egy vízszintes tengely beállítási kezelógombbal rendelkeznek, így a két jel (képzel) időtengelyét (t -CH1 és t -CH2) a legkedvezőbbben állítjuk be. Az ábrán láthatjuk, hogy ha az eltérítésindítás a CH1 csatorna jeléből származik, az indítási (Trigger) pont a CH1 jel

negatív iránytényezőjű, csökkenő szakaszán jön létre (POL-). A V/DIV kezelőgombokból beállítjuk a legkedvezőbb attenuátorfokozatot (K_{V1} V/DIV a CH1-nek, K_{V2} V/DIV a CH2-nek), úgyszintén kedvező görbesűrűsége (a 7.15. ábrán kb. 2,5 periódus látható) van beállítva az ETG eltérítőgenerátor TB időalapja (a fűrészel t_n növekedési idő vízszintes sebessége) K_T (TIME/DIV) értékének megválasztásával. Tehát mit mérhetünk?

- A jelek minden részletét elemezhetjük (szubjektív információ).
- A függőleges irányban kiválasztott pontok **feszültségeinek** értékét. A 7.15. ábrán a két jel pozitív amplitúdóit vettük mérési célnak, így a feszültségek

$$U_1 = K_{V1} \cdot y_1; U_2 = K_{V2} \cdot y_2 [V].$$

- A vízszintes irányba bármely időintervallum mérhető, de az adott példában a periódust vettük a mérés céljának, így a jel **periódusa**

$$T = K_T \cdot x_T [\mu s, ms] \text{ vagy a frekvenciája } f = \frac{1}{T} [Hz]$$

(a két jel azonos frekvenciájú, esetleg a frekvenciáik lehetnek egész számok arányában, ahhoz, hogy mindkét jel stabil legyen a képernyőn).

- A két jel közötti **fáziseltolás** (φ) is mérhető. Vízszintesen mérve x_φ távolságot kiszámítjuk a fáziskülönbséget:

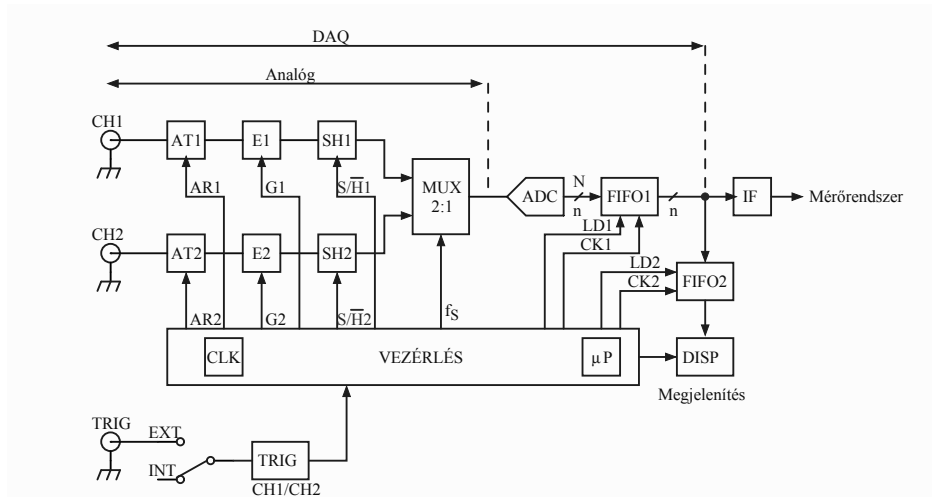
$$\varphi = \omega t_\varphi = 2\pi \frac{t_\varphi}{T} = 2\pi \frac{x_\varphi}{x_T} [rad].$$

7.2.2. Digitális tároló oszcilloszkóp

A vizsgált jelet digitálisan tároló oszcilloszkóp működése mintavételezési folyamatra épül, miszerint az $x(t)$ jelből f_S frekvenciával mintákat veszünk, betartva a Shannon-féle mintavételi szabályt: az $x(t)$ jelet teljesen meghatározzák a mintái, amit szabályos T_S időközökben gyűjtünk, ha a minták $f_S = \frac{1}{T_S}$ frekvenciája legkevesebb kétszerese az $x(t)$ jel legnagyobb f_M frekvencia-összetevőjének ($f_S \geq 2f_M$). Az alul-mintavételezést a bemeneti AAF antialias szűrővel biztosítják.

Egy kétcsatornás digitális tárolós oszcilloszkóp (Digital Storage Scope) tömbvázatát a 7.16. ábrán láthatjuk.

A műszer analóg részén tipikus feszültségjel-feldolgozás van: a CH1 és CH2 csatornák jeleit AT1 és AT2 csillapítókön átvisszük az E1 és E2 jelerősítőkre. A vezérlőegység képes az automatikus skálaválasztásra az AR1,2



7.16. ábra. Digitális tároló oszcilloszkóp tömbvázlata

(Autorange) és a $G_{1,2}$ (Gain) jelekkel. A még folytonos jeleket az SH1 és SH2 mintavételező-tárolók (Sample and Hold) mintákká alakítják át, amelyek az f_s mintavételező frekvencia ritmusában az analóg 2:1 multiplexeren keresztül az ADC analóg-digitális átalakítóba jutnak.

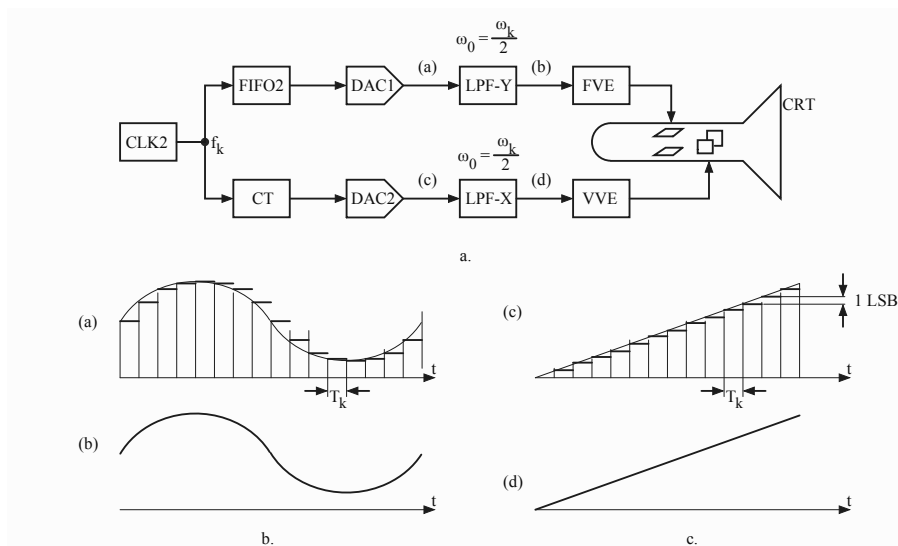
Az eddig leírt folyamatok végén n bites N bináris számok sora jön létre, amely felváltva a CH1 jel $N_1[k]$ és a CH2 jel $N_2[k]$ k -dik mintáknak felelnek meg. A FIFO1 főtarba a minták sorba raktározódnak, vagyis $N_1[1]$, $N_2[1]$, $N_1[2]$, $N_2[2]$, $N_1[3]$, $N_2[3]$ stb. A sorrendben beírás fontos (a LD1 – Load parancsra), mert ugyanabban a sorrendben fognak jutni a kimenetre.

Az oszcilloszkópokban az ADC flash típusúak, kisebb felbontással (leggyakrabban 8 b, ritkán 10 b), de a lehető legnagyobb átalakítási sebességgel (már nem ritka a 2 GSps). A flash ADC nem sorrendi, tehát nincs szükség semmi külső parancsra indításkor sem (máshol SC), az átalakítás végét mutató jelre sem (máshol EC). A FIFO1 tárolóval bezárva az eddigi kétcsatornás jelfeldolgozás egy kétcsatornás adatgyűjtőt képez (DAQ – Data Acquisition), amely akár online módon csatlakoztatható IF interfészen keresztül egy külső mérőrend-szerhez.

De az oszcilloszkóp igazi célja a jelek vizsgálata képernyőn. A FIFO1 tár a mai tárolási képességekhez mérten elenyésző tárolókapacitású: kézi oszcilloszkópoknál $C \leq 32 \text{ MS/CH}$ (tehát $32 \cdot 10^6$ minta csatornánként), laboratóriumi műszereknél ez $C \leq 20 \text{ MS/CH}$. Ez a mintaszám aránylag nagy

időbeli jelváltozást rögzít, amit a képernyőn nem lehet értelmezhetően egyszerre megjeleníteni. Erre van beiktatva a FIFO2 tárr, amelybe a főtárból a jelnek csak egy szakaszát helyezik át, amit aztán kényelmesen értelmezhető módon lehet megjeleníteni a DISP kijelzőn (DISP – Display).

A jelszakasz kijelzése katódcsövön (mind kevésbé használt) vagy LCD pixel alapú képernyőn történik. A műszaki haladás szemléltetésére a 7.17.a. ábrán a **CRT kijelzést** mutatjuk be. A FIFO2 tárból egy CLK2 órajel szerint



7.17. ábra. Digitális tárolós oszcilloszkóp katódcsöves kijelzése

(f_k), ami semmilyen kapcsolatban nincs az f_S mintavételi frekvenciával, a katódcsövet a következőképpen látja el kitérítő feszültségekkel:

- A **függőleges jelcsatornán** (7.17.b. ábra) a FIFO2-ből a sorba rendezett mintákból a DAC1 digitális-analóg átalakító lépcsős feszültségértékű görbét állít elő [az (a) jel], amelyből az $\omega_0 = \omega_k/2$ zárófrekvenciájú LPF-Y aluláteresztő szűrő után sima (b) jelalakot kapunk (ez azonos az eredeti CH csatornán érkező jel ezen szakaszával). Ez a (b) feszültség kerül a CRT függőleges eltérítő lemezpárjára az FVE függőleges végerősítés után.
- A **vízszintes jelcsatornán** (7.17.c. ábra) ugyanaz az f_k órajel egy CT előreszámláló bináris számláló kimenetén 1 LSB növekedés/periódus növekvő számértékeket találunk, aminek következtében a DAC2 után szigorúan növekvő egyenes mentén lépcsős feszültség [(c) jel] alakul

ki. Megint egy LPF-X aluláteresztő szűrő után a jól ismert fűrészeletet kapjuk, amely a VVE vízszintes végerősítő után a katódcső vízszintes eltérítési lemezpárjára jut. Így a képernyőn az $U_{CH}(t)$ jelfüggés egy időszakasza lesz látható.

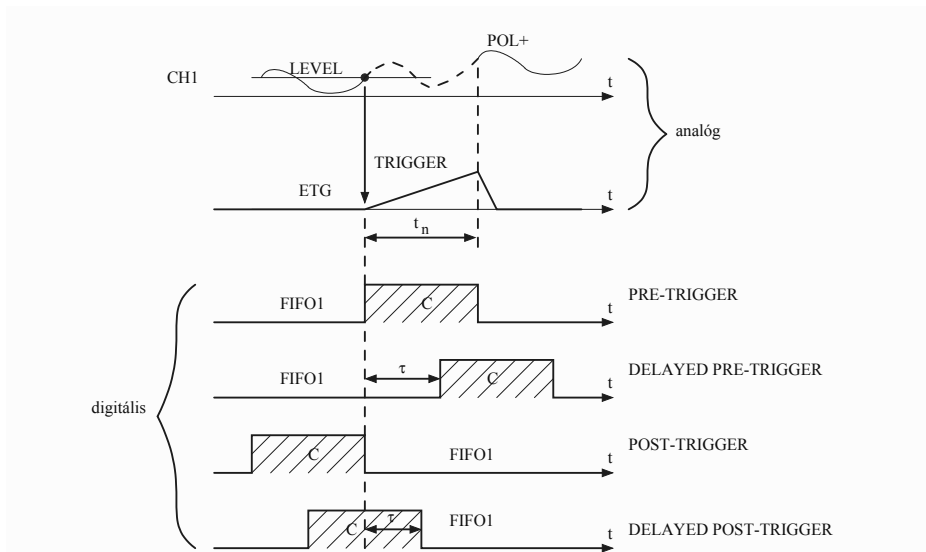
Mivel a CRT képernyőjén az egyszer leírt jel ms alatt eltűnik, az előbb leírt függőleges-vízszintes jelcsatornán végbemenő folyamatokat vég nélkül kell ismételnünk, elég gyakran ahhoz, hogy a kép folytonos, fényingadozás nélküli legyen.

A mai műszaki szinten kivitelezett digitális tároló oszilloszkópok javarészt LCD pixel alapú képernyős kijelzést (DISP) alkalmaznak. E szerint a FIFO2-be áttöltött jelszakaszok (7.16. ábra) alapján a képgenerátor pixelekkal kirajzolja az $U_{CH1}(t)$ és $U_{CH2}(t)$ vizsgálandó jeleket. Az LCD képernyők kis mélysége és kis energiaigénye miatt magától adódik a lehetőség, hogy mind ipari célú, kézben hordozható akkumulátorról táplált, mind laboratóriumi célú hálózatról táplált oszilloszkópokat gyártsanak. Az LCD képernyők kb. 800 x 480 pixelesek az ipari műszerek esetében és kb. 1280 x 800 pixelesek laboratóriumi műszereknél. A kétcsatornás oszilloszkópoknál lehet választani a képmegjelenítésben a következők közül: CH1; CH2 (csak egy csatorna); DUAL (két csatorna egyidejűleg), ADD és SUB – a két csatorna jeleinek összege vagy különbsége, MULT és DIV – a két csatorna jeleinek szorzata vagy aránya, X-Y üzemmód. Amint a 7.16. ábrán is jeleztük, a vezérlőegységben minden LCD képernyős kijelzésű műszernél processzor van beépítve.

Még nem tértünk ki a CH1 és CH2 vizsgált jelek elemzését célzó trigger jelekre. Kezdjük az analóg oszilloszkóppal (7.18. ábra-analóg), ahol egy fűrészelet indító impulzus (Trigger) a szinkronizáló jelforrás (itt CH1) és a referenciafeszültség (LEVEL) egybeesésekor jön létre. Ekkor indul az időalap ETG eltérítő generátorban előállított fűrészeletnek a t_n növekvő időszaka, ami a képernyőn a szaggatott vonallal bejelzett jelszakaszt jelelni meg. Mondhatjuk, hogy a trigger jel közvetlenül megelőzi a kirajzolt jelszakaszt (Pre-Trigger).

A digitális oszilloszkópnál minták begyűjtése folyik, amiket utólag megjelenítünk a képernyőn. Ha trigger jelként ugyanazt a pillanatot tekintjük, mint az analóg oszilloszkópnál, akkor a digitális tárolású oszilloszkópnál négy indítási/lezárási (trigger) típust különböztetünk meg (7.18. ábra – digitális):

- **Pre-Trigger**, ahol a mintagyűjtés a FIFO1 tárbá közvetlenül a trigger jel után történik, amíg feltelik a tároló C kapacitású tere, ez azonos mód, mint az analóg oszilloszkópnál.



7.18. ábra. Az analóg és digitális oszcilloszkópok jelmegjelenítése indításnak (trigger) a változatai

- **Delayed Pre-Trigger** (késleltetett előindítás), ahol a trigger jel utáni τ késéssel kezdődik a minták begyűjtése.
- **Post-Trigger** (utóleállítás), ahol a FIFO1 tárbahagyjuk „befolyjni” a mintákat (ha ezek száma meghaladja a C tárolókapacitást, akkor a FIFO1 kimenetén a többletminta elvesz), és a trigger jelre lezárul a minták begyűjtése. Ez azt jelenti, hogy a főtárban a trigger jel előtti jelszakasz van tárolva, tehát az adott esemény előtti részt elemezhetjük.
- **Delayed Post-Trigger** (késleltetett utóleállítás), ahol a minták feltöltődnek a főtárba, és az adatgyűjtést a trigger pillanathoz képest τ késleltetéssel zárjuk le. Ez a mód lehetőséget ad arra, hogy az adott esemény (trigger jel) körüli jelszakaszt elemezhessük. Ez rendkívül hasznos tranziens folyamatok megjelenítésénél és elemzésénél.

A τ késleltetést nem időben adják meg, hanem a FIFO1 főtár C tárolókapacitásának a százalékaként: $\tau = 0; 25\%; 50\%; 75\%$ és 100% .

Tegyük említést a digitális tároló oszcilloszkóp mérési képességeiről, vagyis a legújabb ilyen műszerek mit tudnak közvetlenül mérni/kiszámítani/kijelezni. Minden digitális oszcilloszkópnál a képernyőn két-két vízszintes és függőleges egyenes szakaszt (kurzor) lehet a kijelzett jeleken

mozgatni, így a kijelölt jelszakaszok értékeit azonnal beolvashatjuk a képernyőn:

- függőleges irányban a kurzorok közötti feszültséget,
- vízszintes irányban a kurzorok közötti időt.

Közvetlenül kijelezhető értékek: feszültség csúcs (U_p), csúcs-csúcs (U_{pp}), abszolút közép (U_k), effektív RMS (U), statisztikai középérték, szórás a feszültségekre, periódus, frekvencia, növekedési/csökkenési idők, impulzusszélesség, impulzuskitöltési tényező.

Sok matematikai függvény/művelet/eljárás áll a rendelkezésünkre: +, -, ·, /, deriválás, integrálás, gyökvonás, FFT algoritmus különböző ablakokkal (a spektrum elemzésére alkalmas) stb.

Befejezésül elemezzük a digitális tárolós oszcilloszkópok tulajdonságait:

- Mivel a vizsgált jeleket minták tárolásával korlátlan időre őrizhetjük meg, bármilyen jelet (periodikus, nem periodikus) offline módon tudunk ábrázolni.
- Az oszcilloszkópokban használt flash ADC-k 8 vagy 10 bites felbontásúak, így még a laboratóriumi (drága) műszerek is csak 0,5...1% pontosságot érnek el a függőleges tengelymenti méréseknél (feszültségmérés).
- Szintén a flash ADC-k határozzák meg az A/D átalakításuk sebessége szerint az oszcilloszkópok sávszélességét ($BW = 0 \text{ Hz} \dots f_{max}$ frekvenciájú jeleket tárolhatunk/jeleníthetünk meg 3 dB torzítás alatt). Már mondhatnánk mindennapossá váltak az 1-2 GSps sebességű ADC-k, amelyek 70 MHz...200 MHz sávszélességet biztosítanak (akár az ipari műszerek is). De a világ vezető műszergyártói (Rohde Schwarz, Teledyne, LeCroy, Tektronix) már 40 GSps ADC-ket is beépítenek oszcilloszkópjaikba, amellyel a sávszélességet 500 MHz... 1 GHz-re is kibővítették.
- A logikai analizátorok digitális eszközök funkcionális működését vizsgálják. A vizsgált jelek logikai szintűek, így nem igényelnek A/D átalakítást. De másképp minden szerkezeti elemük megtalálható a digitális tároló oszcilloszkópokban. Ezért az igényesebb oszcilloszkópgyártók már forgalmaznak olyan oszcilloszkópokat (Digital Storage Scope), amelyek logikai elemzésre is használhatók (nyilván a megfelelő bemenetek kialakításával, a működési szoftver illesztésével). Ezek az MSO (Mixed Signal Oscilloscope) vegyes jelű oszcilloszkópok. Például egy ilyen komplex műszernek lehet akár 4 analóg csatornabemenete, 16 digitális jelbemenete, 40 GSps mintavételi sebessége, 4 GHz frekvenciasávja és nyilván az MSO műszerkivitelezés.

7.3. Spektrumanalizátorok

A jelek időbeli ábrázolása $x(t)$ sok információt tartalmaz, de nagyon sok műszaki területen/eszközökben a mennyiségek frekvenciabeli megjelenítése szükséges a tervezés, jellemzés, felhasználás céljából. Ilyenek a szűrők, erősítők, távközlési berendezések, mérőeszközök, hangtechnika, mechanikai rezgések. A mennyiségek (jelek) frekvenciatartományban történő elemzését/megjelenítését **spektrumanalizátorokkal** szoktuk elvégezni.

A jelfeldolgozás elméletéből ismert, hogy egy $x(t)$ időfüggvényű jelet bármikor visszafordítható módon leképezhetünk a Fourier-integráltranszformációk által. Az $x(t)$ jel átalakítása frekvenciatartományba a direkt Fourier-transzformációval végezhető el:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (7.7)$$

ahol a valós $x(t)$ jelből komplex frekvencia tartománybeli leképezést kapunk. A spektrumanalizátorok a (7.7) kifejezés modulusának a négyzetét szokták mérni, amelyet **spektrális sűrűségnek** is nevezünk: $|X(j\omega)|^2$. Ennek gyakorlati mértékegysége dBm , vagyis az 1 mW teljesítményhez való viszonyítási érték. Az $x(t)$ jel lehet aperiodikus vagy periodikus.

A periodikus jeleknek van egy alaphfrekvenciájuk (az ω körfrekvencia), amelynek a T periódus felel meg. A jelt periodikusnak tekintjük, ha:

$$x(t + nT) = x(t), \quad (7.8)$$

vagyis a jel megismétli önmagát bármely $n \in \mathbb{Z}$ egész számú periódusban. Ezekre a jelekre az általános (7.7) Fourier-transzformációnak van egy sajátos, trigonometrikus Fourier-transzformációja, amely szerint:

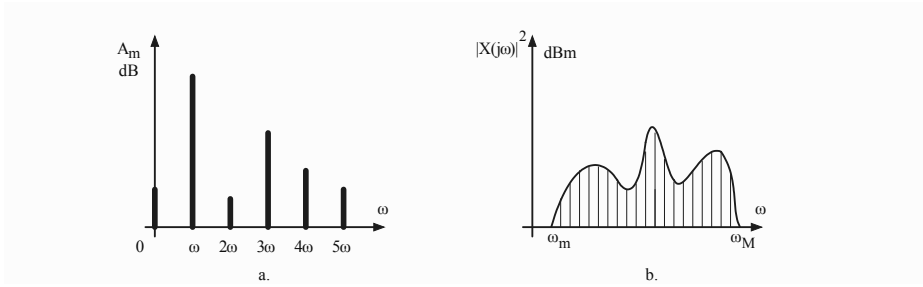
$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin(k\omega t + \varphi_k), \quad (7.9)$$

ahol A_0 a jel egyen összetevője [$x(t)$ egyszerű számtani középarányosa] és az A_k **harmonikus amplitúdót** az

$$A_k = \frac{2}{T} \int_T x(t) \cdot e^{-jk\omega t} dt \quad (7.10)$$

képlettel számíthatjuk ki. Itt már kijelenthetjük a 7.19. ábrán láthatókat:

- **Periodikus jel** spektruma diszkrét (7.19.a. ábra), ahol a jelnek csak az ω alaphfrekvencia egész számú frekvenciáinál vannak összetevői.



7.19. ábra. Jelspektrumtípusok

- **Aperiodikus jel** [az általános (7.7) transzformáció] spektruma folytonos, ami lehet korlátozott egy alsó ω_m és egy felső ω_M frekvenciák között, de lehet korlátlan is.

Egy $x(t)$ jel teljesítménye $x^2(t)$ -vel arányos és energiája $\int x^2(t) \cdot dt$ -vel. A jel időtartományból való átalakítása frekvenciatartományba és fordítva, frekvenciatartományból időtartományba a **jel energiamegőrzésével** történik, amit a Parseval-képlet fejez ki:

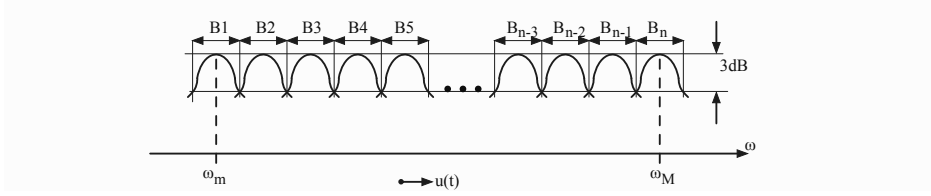
$$\int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} X^2(j\omega) d\omega. \quad (7.11)$$

A (7.11) képlet áll a hardver-spektrumanalizátorok működésének a hátterében.

Spektrumanalízist hardver- vagy szoftver módszerrel lehet elvégezni.

7.3.1. Hardver alapú spektrumanalizátorok

A mérőeszközök időrendi fejlődése során ezek az analóg spektrumanalizátorok jelentek meg, melyeknek az alapelve ugyanaz: szűk sáváteresztő szűrők használata. Az első, kis frekvencián működő spektrumanalizátorok (még ma is alkalmazzák a mechanikai rezgések elemzésénél) **szűk sáváteresztő szűrők halmazát** használják (7.20. ábra). Mindenik szűrőnek van egy B_k áteresztő frekvenciasávja, amely a szomszédos szűrővel legkevesebb 3 dB amplitúdóvesztés határán csatlakozik. Ha az ω frekvenciatengely lineáris, akkor a szűrők sáv szélességei egyformák, míg ha a frekvenciatengely logaritmikus, akkor a sáv szélességek ennek megfelelően illeszkednek egymáshoz. A vizsgált $u(t)$ jelt végigvisszük az n szűrőn: ahol az $u(t)$ jelnek van frekvencia-összetevője, ott az illető frekvenciájú jelkomponens az amplitúdójának megfelelően áthalad a szűk sáváteresztő szűrőn. Ezeket az áteresztett



7.20. ábra. Szűrőtelep spektrumelemzése

összetevőket négyzetre emelik. Ezzel egy időben egy CRT katódcső vízszintes eltérítését az ω frekvenciatengellyel arányosan vezérlik. Így a képernyőn kialakul a 7.19.b. ábrán láthatóhoz hasonló spektrum. Nyilván az $u(t)$ jelt ismételten kell a szűrőtelepen végigpásztázni, hogy a CRT képernyőjén használható, stabilan elemezhető ábra legyen.

A nagyfrekvenciákon is alkalmazható, elterjedt analízátortípus a **heterodines spektrumanalizátor**. A heterodin eljárás a rádiótechnikában jelent meg először, aminek a lényege két szinuszjel összeszorozása egy MIX keverőben. A szorzatjel a két jelfrekvencia összegét, ill. különbségét tartalmazó tagokból áll:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_{1m} \sin(\omega_1 t + \varphi_1); \quad u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega_2 t + \varphi_2); \\ u_1(t) \cdot u_2(t) &= U_{1m} \cdot U_{2m} \cdot \frac{1}{2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2] - \\ &\quad - \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2]. \end{aligned} \quad (7.12)$$

A szorzatjelt sáváteresztő szűrőn viszik át, amely által az egyik frekvenciaösszetevő megmarad, míg a másik kiküszöbölődik. Egy heterodines spektrumanalizátor tömbvázlata a 7.21. ábrán látható.

A vizsgált $u(t)$ jel a BÁ bemenő áramkörön megfelelő feszültségszintre kerül, hogy megfeleljen a MIX keverő bemenetének. Egy BÁ-ra kapcsolt frekvenciamérő megméri a domináns frekvenciát (ha van ilyen). Az FG fűrészel-generátor a kívánt frekvenciaskála szerinti jelet állít elő:

- ha a frekvenciatengely lineáris, akkor a fűrészeljel növekvő része szintén lineáris lesz:

$$u_{G1} = K_G \cdot t; \quad (7.13)$$

- ha a frekvenciatengely logaritmikus, akkor a fűrészeljel növekvő szakasza szintén logaritmikus:

$$u_{G1} = K_G \cdot \lg t. \quad (7.14)$$

spektrális energiasűrűségéhez jutottunk. Ezt a feszültséget felerősítve az FVE függőleges végerősítőben a CRT katódcső függőleges eltérítő lemez-párjára kapcsoljuk.

Figyelembe véve a vízszintes eltérítőjelt is, a CRT képernyőjén kirajzódik a 7.19.b. ábrán látható spektrum, az általunk beállított $(\omega_{min}, \omega_{max})$ frekvenciasávban. A frekvenciatengelyt tetszőlegesen választhatjuk lineárisnak (kis frekvenciaintervallumokra) vagy logaritmikusnak (nagy frekvenciaintervallumokra).

Még kérdéses a kijelzett spektrum vízszintes tengely szerinti frekvenciaskála-értelmezése. Ezt oldja meg a kalibrátor, amely egy K-O kalibrátor oszcillátort és egy K-FVO kalibrátor feszültségvezérelt oszcillátort tartalmaz. A K-O az

$$u_K = U_{KM} \sin(\omega_K t)$$

ismert ω_K -kalibráló frekvenciájú szinuszt állít elő. A K-FVO a MIX keverőbe juttatja az előállított f_K frekvenciájú jelet, aminek a hatására a képernyőn kijelzett spektrumon ω_K intervallumonként megjelenik egy-egy függőleges egyenes, amely leszögezi a frekvenciaérték-beosztást.

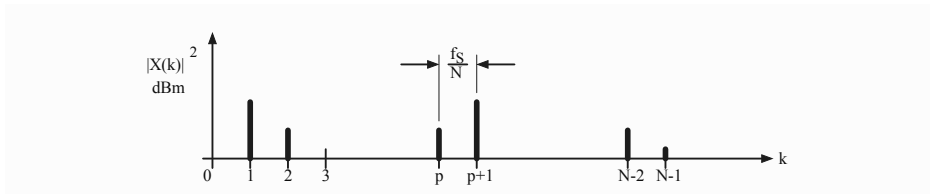
7.3.2. Szoftver alapú spektrumanalizátorok

A Fourier-transzformációk numerikus módszerei a vizsgált $x(t)$ jelből vett mintákon végeznek számításokat. Az $x(t)$ analóg jel mintái az $x[n]$, $n \in Z$ időtartományban lévő $x[n]$ mintákból N számú mintára kiterjesztett diszkrét Fourier-transzformáció (DFT – Discrete Fourier Transform) képlete:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot k}, \quad k = \overline{0, N-1}. \quad (7.17)$$

A DFT által N mintából N komplex $X(k)$ frekvencia-összetevőt kapunk, amelyeknek ha a moduluszainak a négyzeteit vesszük, máris megkaptuk az $x(t)$ jel diszkrét spektrális energiasűrűségét (7.22. ábra).

A számítások $k = 0..N-1$ folyó egész számban mutatják a spektrális összetevőket, de ha behozzuk az analóg $x(t)$ jel mintavételezési f_s frekvenciáját, máris a k tengelyből frekvenciatengelyt kaptunk. Két közvetlen (lehetséges) szomszédos p és $p+1$ spektrális összetevő között a frekvenciaköz f_s/N . Tehát a vízszintes frekvenciatengely $[0, f_s]$ terjedelmű. Ha a mintavételezésnél betartjuk a Shannon mintavételi szabályt, akkor az $x(t)$ jelnek



7.22. ábra. DFT transzformációval kiszámított spektrum

legtöbb $f_M \leq f_S/2$ frekvenciáig lehetnek spektrális összetevői [f_M az $x(t)$ jel legmagasabb frekvencia-összetevője]. Így az N spektrális vonalból álló spektrumnak elég csak a felét venni, mert a második fele az elsőnek a tükörismétlése. Az nyilvánvaló, hogy minél nagyobb az N minták száma, annál sűrűbbek a spektrális összetevő $|X(k)|^2$ vonalak, és összemosódva folytonos spektrumként hatnak.

A DFT algoritmus nagy mennyiségű számítást (összeadás és szorzás) igényel, ezért az N számot nem lehet nagyon nagyra venni. A számítások drasztikus csökkentését az FFT (Fast Fourier Transform) algoritmus kifejlesztése hozta, amely a (7.17) szerinti DFT számítást $N = 2^p$ ($p = 10, 11, 12$) mintán végzi el. Ez a mintaszám elég nagy ahhoz, hogy egy LCD képernyőn a spektrum folytonosnak tűnjön.

Milyen szofver spektrumanalizátorok léteznek? Elvileg bármely eszköz, amely mintákat vételez és tárol, valamint rendelkezik megfelelő számítási képességgel, felhasználható FFT spektrum számításra.

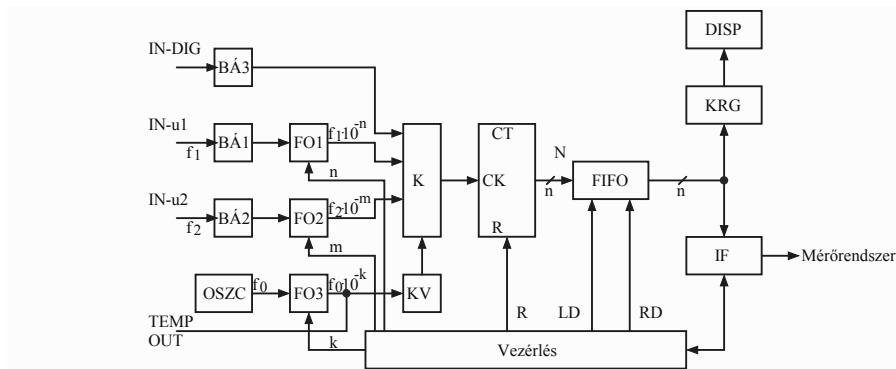
Elsőnek említsük meg a **digitális tárolású oszcilloszkópokat**. Ezek a FIFO1 főtárba 10 MB...64 MB mennyiségű mintát tárolhatnak. A felhasználó által kiválasztott jelszakaszon elvégzi az FFT átalakítást és kijelzi a spektrumsűrűséget, tehát spektrumanalizátorként is működhet. A legfrissebb oszcilloszkópfejlesztéseknél a frekvenciasáv eléri a 4 GHz-et is. Így akár a mobilkommunikációs hálózatok is elemezhetőek egy ilyen műszerrel, és még a jel időbeli változása is megtekinthető.

A másik műszerosztály a kimondottan **spektrumanalizátoroké**, amelyen belül a **digitális technikával**, FFT algoritmussal kiszámított frekvenciaspektrum mérhető. Sok olyan kezelési és mérési lehetőséggel rendelkeznek, amelyek nem elérhetőek egy FFT-t is kiszámító digitális oszcilloszkópnál. A frekvenciasáv jelenleg, ezzel az eljárással 3 GHz-ig terjed.

A nagyon nagy frekvenciákon működő rendszerekben (a mikrohullámú technikák akár 120 GHz-ig is terjedhetnek) csak a hardver spektrumanalizátor (heterodines) állja meg a helyét.

7.4. Egyetemes számlálók, frekvenciamérők

Ezek a műszerek időhöz kapcsolódó mennyiségeket mérhetnek: f – frekvencia, f_1/f_2 – frekvenciák aránya, T – periódus, Δt – időköz, φ – fáziskülönbség, sőt számolhatnak tetszőleges impulzusokat, ill. előállíthatnak nagyon pontos időintervallumokat. Az elnevezésük egyaránt frekvenciamérő vagy egyetemes számláló (Universal Counter). A 7.23. ábrán a digitális frekvenciamérő általános tömbvázlatát mutatjuk be.

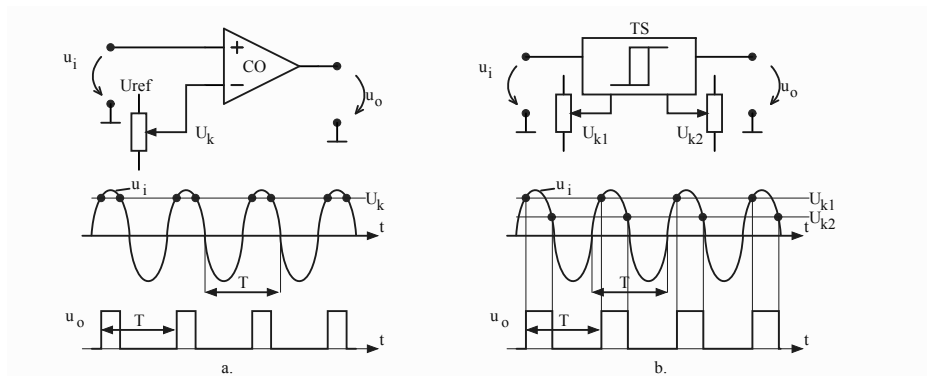


7.23. ábra. Egyetemes számláló általános tömbvázlata

Induljunk ki az f_0 referenciafrekvenciát előállító *OSZC* oszcillátorból, amely nagy pontosságú frekvenciájú impulzusokat állít elő, ami akár $10^{-9}\%$ hibát is jelenthet. Ez a nagy pontosságú referenciafrekvencia a háttére az egész frekvenciamérő pontossági osztályának, ami sok nagyságrenddel kisebb számmal fejezhető ki a más digitális műszerhez viszonyítva (pl. a laboratóriumi célra gyártott DMM digitális multiméterek pontossági osztálya egyenfeszültség mérésénél $c_{DMM} \geq 0,001$, míg ugyanabban az árcsoportban egy UC digitális frekvenciamérő pontossági osztálya $c_{UC} \geq 10^{-6}$ is lehet).

Az időhöz köthető mennyiségeket kvázi-digitális mennyiségeknek tekintjük, ezért az analóg u_1, u_2 bemeneti vizsgálandó feszültségeket nem kell több bites analóg átalakítón digitális jellé átalakítani. A $BÁ_{1,2,3}$ bemenő áramkörök klasszikus csillapítás után egyszerű küszöbérzékelő áramköröket tartalmaznak (7.24. ábra).

A feszültségkomparátor (7.24.a. ábra) egyetlen U_k küszöbfeszültséggel működik. Minden $u_i = U_k$ egybeesésnél a kimeneten u_o szintváltás történik (u_o már logikai szintet képvisel). Ha az u_i jel zajmentes (pl. szinuszjel, mint az ábrán), akkor az u_o impulzusok közötti időintervallum éppen az u_i



7.24. ábra. UC frekvenciamérőben használható bemenő áramkörök:
a – feszültségkomparátor; b – Schmitt-trigger.

bemenőjel T periódusa. Állíthatjuk, hogy a bemenő áramkör tulajdonképpen átvitt az analóg oldalról a digitális oldalra egy mérési információt, a T periódust. A feszültségkomparátorral az a baj, hogy ha az u_i jel zajjal párosul, akkor fennáll az a lehetőség, hogy egy T periódus alatt akár több kimenőimpulzus is létrejöjjön (ez nyilván durva hibát okoz).

A gyakorlatban a második küszöbáramkört alkalmazzák, a Schmitt-trigger (7.24.b. ábra), amely két különböző referenciaküszöbvel működik. Gyakran lehetőség van az U_{k1} és U_{k2} küszöbök beállítására kezelógombokkal. Az ábrán látható, hogy például az u_i növekvő szakaszán az u_o nullából egyes értékre billen, amikor $u_i \geq U_{k1}$, míg az u_i csökkenő szakaszán u_o átbillen egyes állapotból zérósba, amikor $u_i \leq U_{k2}$. Így ennél az áramkörnél számítunk egy $\Delta U_k = U_{k1} - U_{k2}$ hiszterézisre, amely az ennél kisebb amplitúdójú zajokra immunis lesz, vagyis nem képződik hibás impulzus a kimeneten.

Visszatérünk a 7.23. ábrához, az UC leírásához. A műszerbe beépítenek FO1,2,3 frekvenciaosztókat, amelyek a beérkező jelek frekvenciáját 2 vagy 10 egész hatványaival osztja. A 7.23. ábrán tízes alapú hatványt írtunk be. Az u_1 és u_2 (a rajzon) impulzusai egy K logikai kapun haladhatnak át. A KV kapuvezérlő állítja be azt az időtartamot, ameddig a kapu nyitott lesz, és a beérkező impulzusok a CT számláló bemenetére jutnak. A CT bináris számláló valamilyen bináris kódban adja meg az N mérési információt, amit egy FIFO tár elraktároz (a mérések sorrendjében az LD – Load jelre), és a kimeneten ugyanabban a sorrendben olvasható ki (az RD – Read jelre).

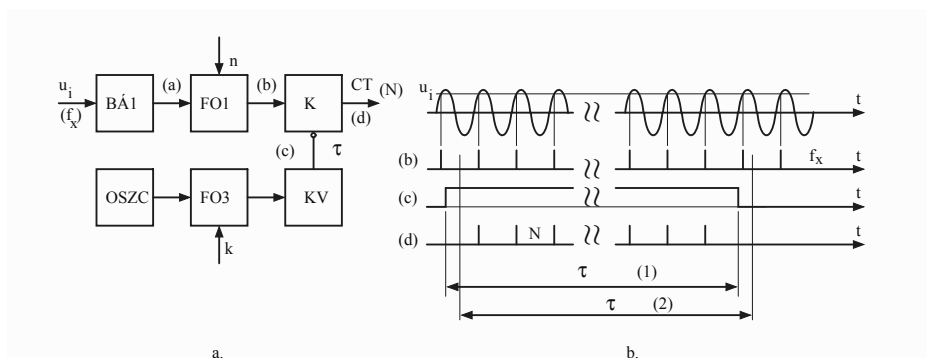
Mint már láttuk, a mérés eredményét kifejezhetjük (KRG – kijelző-regiszter és DISP digitális kijelző segítségével), vagy/és egy IF interfészen keresztül mérőrendszerbe továbbíthatjuk.

A 7.23. ábrán még két lehetőséget ábrázoltunk:

- az IN-DIG bemeneten tetszőleges, véletlenszerű impulzusokat számolhatunk meg a CT számlálóval;
- a TEMP-OUT kimeneten nagyon pontos időzítést lehet továbbítani.

Az egyetemes számláló (UC) az elején felsorolt funkciókat a 7.23. ábrán bemutatott tömbök átkapcsolásával tudja megvalósítani, amelyekből négyet a következőben mutatunk be.

a) Frekvencia mérése céljából a 7.25.a. ábrán látható módon kapcsoljuk a műszer néhány összetevő tömbjét. A 7.25.b. ábrán az idődiagramokon



7.25. ábra. Frekvencia mérése UC-vel

követhető a műszer működése [a (b) ponton tulajdonképpen az (a) jeleit vettük, vagyis az FO1 frekvenciaosztójánál $n = 0$, vagyis az (a) és (b) frekvenciája azonos]. Az időtengelyen tengelymegszakítást használtunk, hogy átláthatóan lehessen követni a folyamatot. A K kaput a KV kapuvezérlő τ időhosszra tartja nyitva [$\tau = 10^k \cdot T_0$ – ezt a frekvenciamérés időalapjának is nevezzük – (c) jel], amely alatt az $f_x \cdot 10^{-n}$ frekvenciájú impulzusok a K kapun át a CT számlálóba jutnak.

Már a 6. fejezetben bemutatunk egy képletet [(6.38) képlet], amelyet újból leírunk: ha τ idő alatt f frekvenciájú (szabályos időközökben következő) impulzusok jutnak egy CT bináris számlálóba, akkor az impulzusok száma:

$$N = f \cdot \tau. \quad (7.18)$$

Így a frekvenciamérésre felírhatjuk, hogy a CT számláló kimenetén megjelenő impulzusszám:

$$N = \tau \cdot f_x \cdot 10^{-n} = \frac{f_x}{f_o} \cdot 10^{k-n}, \quad (7.19)$$

vagyis a mért frekvencia értéke:

$$f_x = N \cdot f_o \cdot 10^{n-k}. \quad (7.20)$$

Az $(n - k)$ hatványkitevővel a műszer mérési frekvenciaskáláját állítjuk be. Például a mért frekvencia $f_x = 62,7513$ kHz, $f_o = 1$ MHz, a CT hat dekádos, tehát $N = 627513$, akkor (7.20)-ból:

$$10^{n-k} = \frac{62,7513 \cdot 10^3}{627513 \cdot 10^6} = 10^{-7},$$

amit pl. $n = 0$ és $k = 7$ értékkel meg lehet valósítani.

Elemezzük az f_x mérési hibáját. A (7.20) alapján f_x relatív hibája:

$$\varepsilon_x = \frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta f_o}{f_o} + \frac{\Delta N}{N}, \quad (7.21)$$

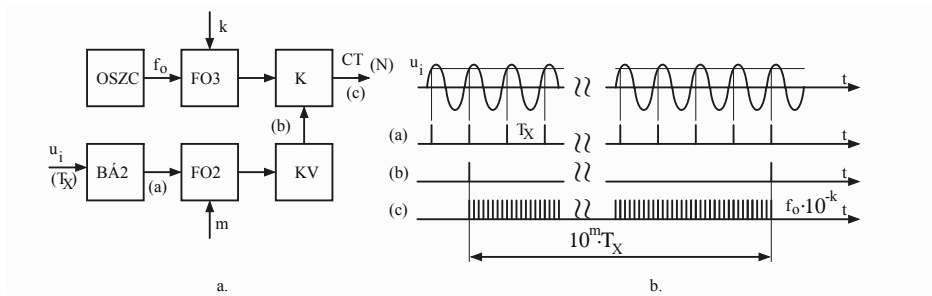
ahol $\Delta f_o/f_o$ a referenciaoszillátor által előállított frekvencia hibája (ez $10^{-8} - 10^{-5}\%$), míg ΔN a CT számláló számolási hibája, amely abból következik, hogy f_x számolandó impulzusok és τ kapunyitási idő két egymástól független helyről származnak. Ezt érzékeltetjük a 7.25.b. ábrán [(d) diagram], ahol a τ időintervallumot (1), ill. (2) helyzetbe téve, a kapun áthaladó impulzusok számának az eltérése ± 1 . És tényleg a számolási hiba legkevesebb $\Delta N = \pm 1$, de nagy f_x frekvenciákon lehet akár $\Delta N = \pm 3.. \pm 4$.

b) Periódus mérése céljából a 7.26.a. ábra szerint kapcsolódnak az UC frekvenciamérő tömbjei. Ez esetben a KV kapuvezérlését az u_i feszültség T_x periódusa (ill. ennek 10^m többszöröse) végzi el, miközben a kapun a referencia OSZC oszcillátor leosztott frekvenciája halad át. A (7.18) alapján felírhatjuk:

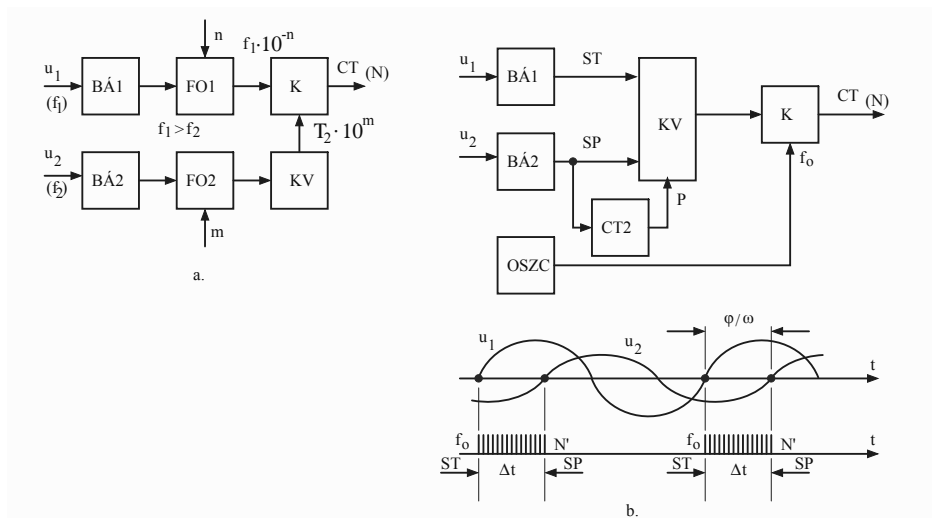
$$N = 10^m \cdot T_x \cdot f_o \cdot 10^{-k} = T_x \cdot f_o \cdot 10^{m-k}, \quad (7.22)$$

ahol az $(m-k)$ hatvány a mérési skálaválasztást teszi lehetővé.

c) Két frekvencia arányának a mérése (f_1/f_2) a 7.27.a. ábra szerinti kapcsolásban történik. Az f_1 nagyobb frekvenciájú ($f_1 \cdot 10^{-n}$) impulzusok kerülnek a számláló bemenetére, míg az f_2 kisebb frekvenciájú impulzusok szolgáltatják a KV kapuvezérlő által a $10^m T_2$ számolási intervallumot. A (7.18)



7.26. ábra. UC periódusmérő kapcsolásban



7.27. ábra. Két frekvencia arányának (a) és fáziskülönbség (b) mérése digitális frekvenciamérővel

képlettel felírhatjuk:

$$N = f_1 \cdot 10^{-n} \cdot T_2 \cdot 10^m = \frac{f_1}{f_2} \cdot 10^{m-n}; \quad (7.23)$$

tehát a kijelzett N szám az f_1/f_2 arányt adja.

d) A 7.27.b. ábra szerinti kapcsolással két azonos frekvenciájú u_1 és u_2 feszültség φ fáziskülönbségét mérjük (elsődlegesen Δt időkülönbséget). Az u_1 feszültség zérós átmenetekor a BĀ1 adja a ST (Start) kapunyitási jelt, és az u_2 feszültség zérós átmenetekor a BĀ2 adja a SP (Stop) kapuzárási

jelt. Így egy periódusban

$$N' = \Delta t \cdot f_0$$

impulzust számol a számláló. Ez valószínűleg nagyon kis szám, a kijelző kis részét foglalja el, ezért egy SP impulzusokat számláló CT2 $P \in N$ perióduson át hagyja a Δt intervallumok mérését. Így

$$N = P \cdot N' = P \cdot f_0 \cdot \Delta t \text{ és}$$

$$\Delta t = \frac{N}{P \cdot f_0}, \quad (7.24)$$

ami azt fejezi ki, hogy a Δt végképpen P perióduson mért középérték.

A $\varphi = \omega \Delta t$ fáziskülönbséghez kell ismerni a bemenőfeszültségek frekvenciáját is.

A digitális frekvenciamérők a mai műszaki szinten kb. 3 GHz frekvenciáig mérnek. Ezen felül is mérnek frekvenciát, de ahhoz különleges frekvenciaosztókkal kell ismert arányban lehozni a mérendő frekvenciát a digitális műszer mérési határa alá.

7.5. Elektronikus impedanciamérők

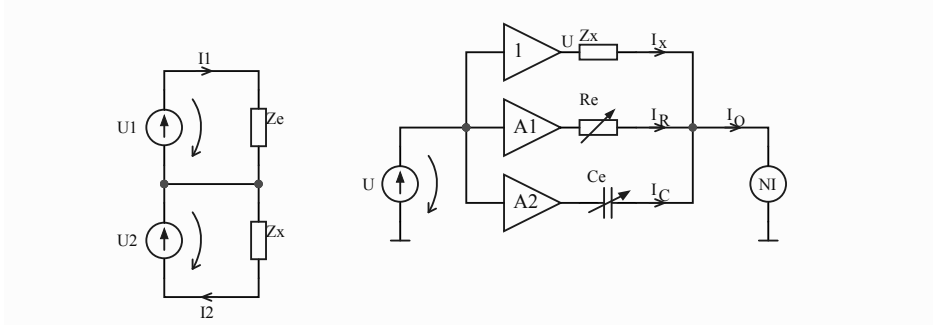
Az impedanciákat MHz frekvenciákig koncentrált R, L, C paraméterekkel jellemezzük. Ezek egyenértékű kapcsolásaikat (tekercsek és kondenzátorok soros és párhuzamos kapcsolásban) az őket jellemző L, R, Q , illetve C, R , $\text{tg } \delta$ paramétereket, valamint néhány alapvető „kézi” mérési módszert bemutattunk a 4.5. alfejezetben. Elektronikus mérőkészülékekkel széles sávban lehet impedanciákat mérni, ami fontos, mivel a passzív elemeket a névleges működési frekvencián határozzuk meg. Az elektronikus impedanciamérők több változatban kaphatók: RLC-mérők, impedanciamérők, amelyek ismert impedanciával való összehasonlításon alapszanak, és Q-mérők, amelyek rezonancián alapuló műszerek.

7.5.1. Impedancia-összehasonlításon alapuló műszerek

A 4.5. alfejezetben bemutattuk az áramok és a feszültségek összehasonlítási módszerét. Itt mindkettőre egy-egy változatot fogunk ismertetni.

a) Áramok összehasonlításán alapuló RLC-mérők

A működés alapelve (7.28.a. ábra) két feszültségforrás által létrehozott független áramok arányának a mérésén alapszik.



7.28. ábra. Áramok összehasonlítása (a) és kézi kiegyenlítésű RLC-mérő (b)

Az ábra alapján felírhatjuk:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_e; \quad \underline{U}_2 = \underline{I}_2 \cdot \underline{Z}_x; \quad \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} = \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} \cdot \frac{\underline{Z}_e}{\underline{Z}_x}, \text{ ahonnan}$$

$$\underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \cdot \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} \cdot \underline{Z}_e. \quad (7.25)$$

A gyakorlati eljárásakor két feszültség ismert arányát állítjuk elő, és a referencia pontosságú Z_e impedancia ismeretében mérjük az I_1/I_2 arányt. Az áramok arányát legkönnyebb $|\underline{I}_1/\underline{I}_2| = 1$ értékre szabályozni a Z_e módosításával.

A 7.28.b. ábrán máris egy kézi szabályzású kivitelezést láthatunk. Az $|\underline{I}_1/\underline{I}_2| = 1$ arányt úgy kapjuk meg, hogy a Z_x segítségével létrejött I_x áramot nullázzuk a csomópontban:

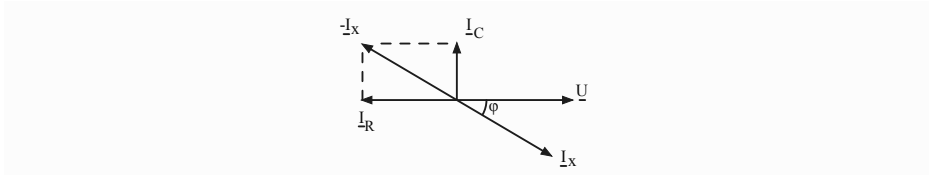
$$\underline{I}_0 = \underline{I}_x + \underline{I}_R + \underline{I}_C = 0; \quad \underline{I}_R + \underline{I}_C = -\underline{I}_x \quad (7.26)$$

Az utolsó összefüggésből következik, hogy az ismert R_e és C_e elemeken áthaladó áramok egy $-\underline{I}_x$ áramot hoznak létre, ami a 7.29. ábrán is látható. Kézi kiegyensúlyozásnál NI nullindikátor mutatja meg, mikor nulla az I_0 áram. Amikor $I_0 = 0$, akkor felírhatjuk:

$$\underline{I}_x = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_x}; \quad \underline{I}_R = \frac{A_1 \underline{U}}{R_e}; \quad \underline{I}_C = j\omega C_e A_2 \underline{U}, \quad (7.27)$$

amit (7.26) egyenletbe téve kapjuk:

$$\frac{\underline{U}}{\underline{Z}_x} + \frac{A_1 \underline{U}}{R_e} + j\omega C_e A_2 \underline{U} = 0.$$



7.29. ábra. Áramok és feszültség vektordiagramja

Az U egyszerűsítése után:

$$\frac{1}{Z_x} = -\frac{A_1}{R_e} - j\omega C_e A_2. \quad (7.28)$$

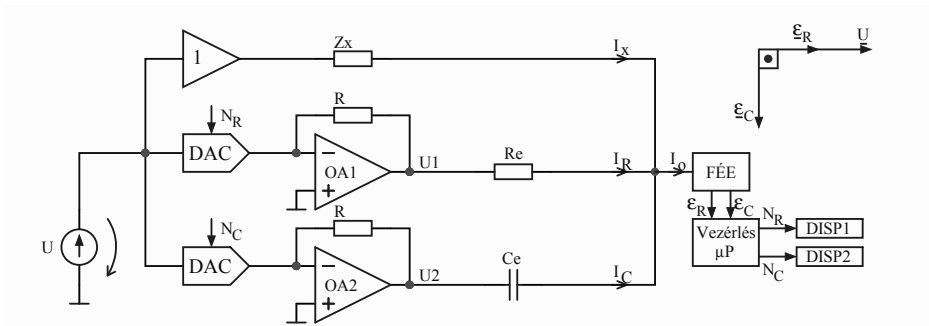
ahol az A_1 és A_2 erősítéseket kedvezően kell megválasztani. Így a Z_x impedancia kiszámítható a referencia R_e és C_e , valamint A_1 és A_2 ismeretében. Például ha Z_x egy párhuzamos helyettesítő képben leképzett tekercs, L_p és R_p paraméterekkel, akkor

$$\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p} = -\frac{A_1}{R_1} - j\omega C_e A_2, \text{ ahonnan következik:}$$

$$R_p = -\frac{R_1}{A_1}, \quad L_p = \frac{1}{\omega^2 C_e A_2}, \text{ ahol } A_1 < 0 \text{ kell legyen.}$$

De a számítások elvégezhetők bármely képre.

A 7.30. ábrán az automatikus digitális kiegyenlítésű RLC mérőt mutatjuk be. A működése hasonló az előbbihez, csak itt az R_e és C_e referenciaim-



7.30. ábra. Digitális kiegyenlítésű RLC-mérő áramok összehasonlításával

pedanciák állandó értékűek, míg az U_1 és U_2 feszültségeket programozható csillapítók állítják elő:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U} \frac{N_R}{2^n}; \quad \underline{U}_2 = -\underline{U} \cdot \frac{N_C}{2^n},$$

ahol az N_R (aktív) és N_C (reaktív) összetevőket meghatározó számok, n pedig a DAC átalakítók bitszáma (felbontása), és ezek a μP vezérlésből származnak, amelyek az FÉE fázisérzékeny erősítőtől kimenő ε_R (U-val fázisban) és ε_C (U-val derékszögben helyezkedő) hibajelek alapján keletkeznek. A lényeg, hogy az egyensúlyi állapotban ($I_0 = 0$) a Z_x impedanciát ez a két szám jellemzi. A (7.26) egyenlőséget felírva kapjuk:

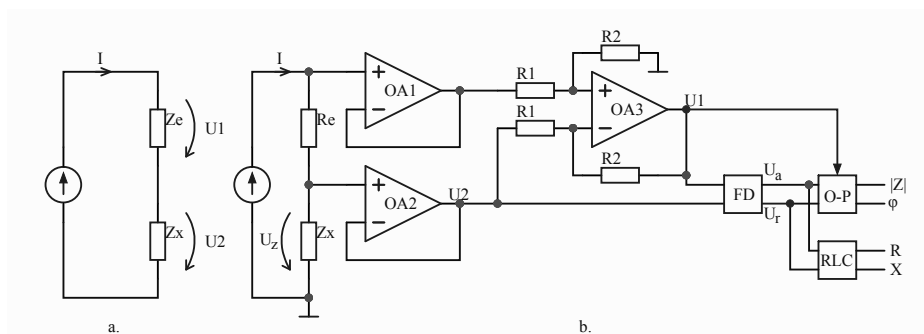
$$\frac{\underline{U}}{\underline{Z}_x} - \frac{\underline{U} N_R}{2^n R_e} - j\omega C_e \frac{\underline{U}}{2^n} N_C = 0, \text{ ahonnan:}$$

$$\frac{1}{\underline{Z}_x} = \frac{N_R}{2^n \cdot R_e} + j\omega C_e \frac{N_C}{2^n}. \quad (7.29)$$

Az N_R és N_C bináris számok alapul szolgálnak az éppen mérendő Z_x paramétereinek kiszámításához, amiket a DISP1 és DISP2 kijelez. A Z_x impedanciafajtájától függően a DAC elé be kell esetleg iktatni egy -1 erősítésű fokozatot.

b) Feszültségek összehasonlításán alapuló impedanciamérők

A feszültségek összehasonlítása a 7.31.a. ábra szerint történik:



7.31. ábra. Impedanciamérő feszültség összehasonlítással

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_e \cdot \underline{I}; \quad \underline{U}_2 = \underline{Z}_x \cdot \underline{I}; \quad \underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \cdot \underline{Z}_e, \quad (7.30)$$

így a Z_e ismeretében két feszültség arányát kell mérni. Egy megvalósítási lehetőséget mutatunk be a 7.31.b. ábrán, amelyben a $Z_e = R_e$, így az ezen létrejövő feszültségesés az I árammal fázisban van, és egyben fázisreferencia a Z_x -en mérhető U_z részére.

A két jelkövető $OA1$ és $OA2$ után az $R_e I$ és U_z feszültségek az $OA3$ műveleti erősítővel megvalósított differenciálerősítő bemenetére kerülnek, amelynek kimenetén a feszültség

$$\underline{U}_1 = \frac{R_2}{R_1}((R_e + \underline{Z}_x)\underline{I} - \underline{Z}_x \underline{I}) = \frac{R_2}{R_1} R_e \underline{I}, \quad (7.31)$$

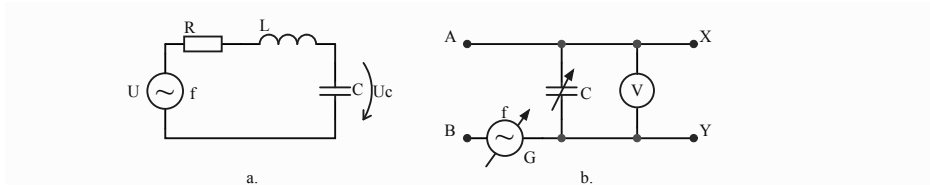
tehát ez a fázisreferenciát is beállítja. Az FD fázisdiszkriminátor az $\underline{U}_1 = \frac{R_2}{R_1} R_e \underline{I}$ és $\underline{U}_z = \underline{Z}_x \underline{I}$ feszültségekből előállítja az aktív összetevő $U_a = U_z \cos \varphi = I Z_x \cos \varphi$ és a reaktív összetevő $U_r = U_z \sin \varphi = I Z_x \sin \varphi$ feszültségeket. A $\varphi = \arg \underline{Z}_x$, vagyis a komplex impedancia argumentuma, míg $|\underline{Z}_x| = Z_x$ az impedancia modulusza. Ezek már tartalmazzák az impedancia-összetevőket. E két feszültség feldolgozásából kétféleképpen lehet megadni a mért impedanciát:

- U_a és U_r RLC tömbön keresztül a kimeneten megjeleníti az **impedancia aktív összetevőjét** (R, G – vezetőképesség, Q – jósági tényező, $D = \tan \delta$ disszipációs tényező) és **reaktív összetevőjét** (L, C, X – reaktancia, B – szuszceptancia);
- U_a és U_r O-P ortogonális-poláris koordináta átalakítón keresztül a mért impedancia Z_x moduluszát és φ argumentumát (**poláris koordináták**).

Mindkét elektronikus impedanciamérő-típust ma főleg digitális változatban gyártják, így az ezzel járó előnyök mind beépíthetők (öntesztelés, önkalibráció, automatikus skálaválasztás, mérőrendszerbe iktatás interfésszel). Az impedanciák mérése 0..1 MHz frekvenciasávban végezhető el, nyilván a felhasználó választotta frekvencián. Pontossági osztályaik $c \geq 0,05$.

7.5.2. Q-mérők

Főleg elektronikában nagyfrekvenciás impedanciamérésre használják a soros rezonancia elvén működő Q-mérőket. Az alapelvet a 7.32.a. ábrán látható soros RLC áramkörön követhetjük: az f frekvenciájú szinuszos tápfeszültséget előállító G generátor (általában oszcillátor) az RLC soros



7.32. ábra. A soros rezonancia elve (a) és a Q -mérő alapfelépítése (b)

áramkört táplálja, amelyre rezonanciaállapotban felírhatjuk:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \quad \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}.$$

Ha a generátor belső ellenállása elhanyagolható és R a tekercs ellenállása, akkor megállapítható, hogy

$$\frac{U_c}{U} = \frac{\omega_0 L}{R} = Q, \quad (7.32)$$

vagyis U állandó effektív érték mellett az U_C kondenzátoron mért U_C feszültség arányos a tekercs Q jósági tényezőjével. A leírt megfigyelés alapján készül a Q -mérő (7.32.b. ábra), amely összetevői:

- változtatható és leolvasható értékű C kondenzátor;
- változtatható, ismert frekvenciájú, állandó feszültségű G generátor,
- elektronikus V voltmérő, amelyet Q jósági tényezőjű skálával látnak el (feszültségegységek helyett).

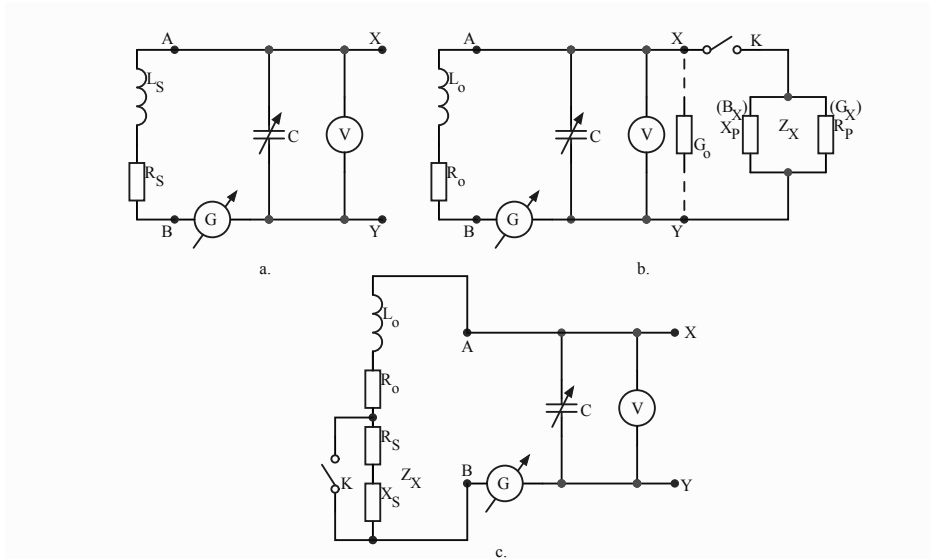
A 7.33. ábrán a három fő mérési elrendezést mutatjuk be. Mindenik mérés során három értéket olvasunk le és ezekkel számolunk: ω (generátor), Q (voltmérő), C (kondenzátor).

a) Az **induktancia** skála **középtáján** található tekercsek esetében (7.33.a. ábra) az A-B kapcsokhoz kötjük az L_S , R_S soros helyettesítő képű tekercset. A rezonanciaállapotban (C és a generátor frekvenciájának a szabályozásával) a mérési adatok: Q , C , ω_0 . Felírjuk:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_S C}, \text{ innen } L_S = \frac{1}{\omega_0^2 C}; \quad Q = \frac{\omega_0 L_S}{R_S}; \text{ innen } R_S = \frac{\omega_0 L_S}{Q} = \frac{1}{\omega_0 C Q}, \quad (7.33)$$

de általában a tekercs Q jóságtényezője az elvárt mérési adat.

b) Nagy impedanciák (nagy induktivitás, kis kapacitás) mérése (7.33.b. ábra) az XY kapcsokhoz kötjük az ismeretlen R_P , X_P impedanciát (tekercs, kondenzátor), amit egy K kapcsolóval be és ki lehet iktatni, míg az



7.33. ábra. Mérések Q -mérővel: a – tekercs, b – nagy impedanciák, c – kis impedanciák

AB kapcsokra a Q -mérőben rendelkezésre álló R_0 , L_0 paraméterű tekercset illesztünk (R_0 , L_0 értékek nem referenciák, de nagyságrendjükkel elősegítik a rezonanciaállapot beállítását). Két rezonanciát állítunk be, de a két mérésnél ω_0 és R_0 , L_0 nem változik:

- a Z_x impedancia nélkül (K nyitott) a mért értékek ω_0, Q_1, C_1 ;
- a Z_x impedanciával bekapcsolva (K zárt) a mért értékek ω_0, Q_2, C_2 .

A következő összefüggéseket írhatjuk fel (K nyitott):

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_1}; \quad Q_1 = \frac{\omega_0 L_0}{R_0}, \quad (7.34)$$

ahonnan az R_0 -t egy C -vel párhuzamosan kötött G_0 vezetőképességgel helyettesíthetjük, amellyel ugyanazt a Q_1 áramkörü jóságtényezőt kapjuk:

$$Q_1 = \frac{\omega_0 L_0}{R_0} = \frac{\omega_0 C_1}{G_0}. \quad (7.35)$$

K zárt állapotában felírhatjuk:

$$\omega_0 C_2 + B_x = \frac{1}{\omega_0 L_0}; \quad Q_2 = \frac{\omega_0 C_1}{G_0 + G_x}, \quad (7.36)$$

ahol $B_x = \frac{1}{X_P}$ és $G_x = \frac{1}{R_P}$ a mérendő impedancia szuszceptanciája és vezetőképessége (konduktanciája). A felírt összefüggésekből kapjuk:

$$B_x = \omega_0(C_1 - C_2); \quad G_x = \omega_0 C_1 \left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} \right). \quad (7.37)$$

Ha Z_x egy kondenzátor (C_P és R_P elemekkel), akkor kapjuk:

$$C_P = C_1 - C_2; \quad R_P = \frac{1}{\omega_0 C_1} \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2}. \quad (7.38)$$

Ha Z_x egy tekercs (L_P és R_P elemekkel), akkor kapjuk:

$$L_P = \frac{1}{\omega_0^2(C_1 - C_2)}; \quad R_P = \frac{1}{\omega_0 C_1} \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2}. \quad (7.39)$$

c) Kis impedanciák (kis induktivitások, nagy kapacitások) mérésére (7.33.c. ábra) az XY kapcsok nyitottak, az AB kapcsoknál a belső R_0 , L_0 tekercssel sorba kötjük az R_S , X_S soros helyettesítő képű Z_x impedanciát, amelyet szintén egy K kapcsolóval be- vagy kiiktathatunk. A rezonanciaállapotot ismét két helyzetben kell létrehozni (a két rezonanciában ω_0 és R_0 , L_0 ugyanazok maradnak):

- Z_x impedancia nélküli (K zárt) mérési adatok ω_0 , C_1 , Q_1 , amelyre felírhatjuk:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_1}; \quad Q_1 = \frac{1}{\omega_0 R_0 C_1}; \quad (7.40)$$

- Z_x impedancia beiktatásával (K nyitott) a mérési adatok ω_0 , C_2 , Q_2 , amelyre felírjuk:

$$\omega_0 L_0 + X_S = \frac{1}{\omega_0 C_2}; \quad Q_2 = \frac{1}{\omega_0 C_2 (R_0 + R_S)}. \quad (7.41)$$

A (7.40) és (7.41) képletekből kifejezzük a mérendő elemeket:

$$X_S = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1} \right); \quad R_S = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{1}{C_2 Q_2} - \frac{1}{C_1 Q_1} \right). \quad (7.42)$$

Ha Z_x egy kondenzátor (C_S , R_S elemekkel) akkor:

$$C_S = \frac{C_1 C_2}{C_1 - C_2} \text{ és } R_S \text{ a (7.42) szerinti,}$$

míg Z_x tekercs esetében (L_S , R_S elemekkel):

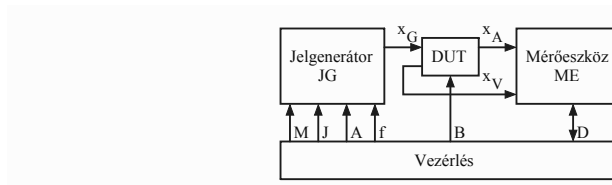
$$L_S = \frac{1}{\omega_0^2} \left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1} \right) \text{ és } R_S \text{ megint (7.42)-vel számítható.}$$

A Q-mérőkkel mérhetőek (az eddigiektől eltérő kapcsolással és kísérleti módszerrel) az impedanciák parazita paraméterei is, amelyek nagyfrekvenciás alkalmazásoknál igencsak fontos tudnivalók.

A gyártott Q-mérők 1% körüli hibával mérnek 1 MHz frekvencia alatt, míg a hiba akár 5% is lehet 300 MHz táján.

7.6. Jelgenerátorok

A mérési folyamatokban használt jelgenerátorokat általában mérőeszköz gyártók forgalmazzák, mivel a generátorok szigorú jellemzők, amplitúdóérték, frekvencia stb. követelményeknek kell megfeleljenek. A jelgenerátorok elektronikus készülékek és fontos szerepük van számos mérési/tesztelési eljárásban, ezért is sorolják a mérőeszközök közé. A vizsgált eszköz, áramkör (DUT – Device Under Test) (7.34. ábra) bemenetére a jelgenerátor szolgáltatja



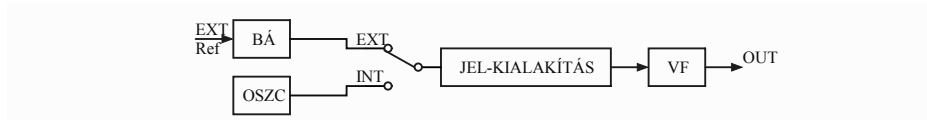
7.34. ábra. Mérési szerkezet jelgenerátorral

ismert paraméterű jelt(-eket) kapcsolunk. A DUT-t jellemző mennyiségek meghatározására a mérőeszközbe kerülhet az x_A átvitt jel(-ek) és az x_V visszavert jel(-ek). A mérési folyamat vezérlése a tesztprotokollnak megfelelően végzi a jelgenerátor x_G jelparamétereinek a beállítását: f – frekvencia, A – amplitúdó, J – jelalak, M – modulációtípus. Szintén a vezérlés végzi el a DUT B beállításait, és átveszi, ill. feldolgozza a D mérési adatokat.

A jelgenerátorok bizonyos követelményeknek kell eleget tegyenek:

- a **frekvencia** értéke, pontossága, stabilitása, hangolása;
- a **jelalak** hullámformája, pontossága, torzításai;

- a **jelszint** amplitúdója, pontossága, stabilitása, szabályozhatósága (gyakran beépítik az ALC – Automatic Level Control funkciót, amellyel a jel szintje valamilyen értéken vagy valamilyen szabály szerint tartható), moduláció;
- **zajok** kibocsátása (EMC – Electromagnetic Compatibility) és zaj immunitása (EMI – Electromagnetic Immunity).



7.35. ábra. Egy jelgenerátor általános felépítése

Egy jelgenerátor (7.35. ábra) a referenciafrekvenciát kaphatja egy külső forrásból (EXT) vagy saját, belső oszcillátorból (INT). A referenciajelen végezhető beállítások: a szinkronizálás, hangolás, a modulációtípusok.

A jelkialakításnál lényegesek a hullámalak megjelölése, moduláció, frekvenciaszintézis. A kimeneti VF végerősítő fokozaton beállítható a jel szintje (amplitúdója), valamint ide építik be az ALC képességet.

A jelgenerátoroknak több osztálya van, mindeniknél megadjuk az angol megnevezést is, hisz a katalógusok java része angolul van megírva.

7.6.1. Szinuszejelű generátorok

A szinusz alakú jel alapvető számos elektronikai, távközlési, mérési eljárásban. Az egyik legfontosabb tényező a szinuszejel tisztasága (torzítás hiánya), amit a gyártó a torzítás értékének a megadásával szavatol. Három típusú jelgenerátort mutatunk be, mindeniket a rá jellemző adatokkal.

a) Szinuszejel-generátor (Signal Generator) a jel előállítására nagy stabilitású LC oszcillátorokat tartalmaz, a mikrohullám tartományú RF (rádiófrekvencia) jelekre pedig stabilizált üreggenerátorokat. A gerjesztett jelle jellemzőek (ismert értékek) a frekvencia, a kimenő teljesítmény, a moduláció típusa.

Kivitelezett szinuszgenerátorok jellemző adatai:

- a jel frekvenciatartománya 100 kHz...1 GHz (RF-n 60 GHz-ig);
- a frekvencia stabilitása nagyon számottevő ($\Delta f/f = 10^{-4} \dots 10^{-3}$);
- pontos frekvenciabeállítás;
- a kimeneti feszültség szintje kalibrált és széles skálán szabályozható (0,1 μ V...1 V);

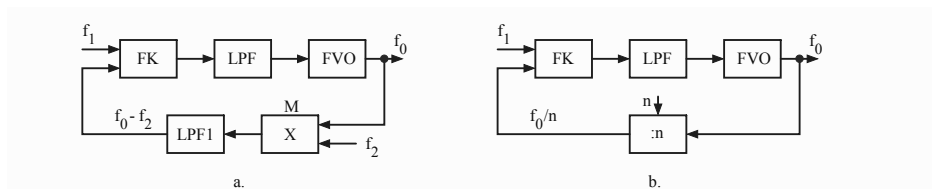
- AM, FM, PM modulációk kis torzítással;
- kis AM és FM zajszint.

Példának egy jó minőségű Agilent szinusz jelgenerátort hozunk, amely 250 kHz..3 GHz frekvenciasávban 0,01 Hz felbontással képes pontos szinuszt előállítani.

A szinuszjel-generátorokat kezdetben rádió és TV-készülékek bemérésére használták, utóbb az RF eszközök paramétereinek a mérésére és RF áramkörök jellemzőinek a meghatározására (átvitel, linearitás, tükröselektivitás, érzékenység, modulációjellemzők).

b) Frekvenciaszintetizátor (Frequency Synthesizer) – olyan jelgenerátor, amely szintén szinuszjelet állít elő nagy pontosságú kvarcoszcillátorok segítségével. Ez a jel frekvenciájának a pontosságára van fő befolyással, a frekvenciahiba akár $\Delta f/f = 10^{-7}..10^{-5}$ is lehet. Más jellemzőikben hasonlóak a szinuszgenerátorokhoz: frekvenciatartomány 100 kHz..1 GHz, a kimenőjel szintje 0,1 μ V..1 V, AM, FM és PM modulációk.

Kivitelezésének egy lehetőségét mutatjuk be a következőkben. Fáziszárt hurok PLL (Phase Locked Loop) áramkörökkel elvileg könnyű „frekvenciaműveleteket” létrehozni (7.36. ábra). A PLL áramkör alapvető összetevői



7.36. ábra. Frekvencia-összeadó (a) és frekvenciaszorzó (b) PLL áramkörrel

egy FK fáziskomparátor (fázis-összehasonlító), egy LPF aluláteresztő szűrő és egy FVO feszültségvezérelt oszcillátor. A kimenő f_0 frekvenciájú jel szinusz alakú.

- **Frekvencia-összeadó** (7.36.a. ábra) esetén a kimenő f_0 frekvenciájú jelt egy f_2 szinuszzel keverjük az M szorzóval, amely kimenetén $f_0 \pm f_2$ frekvenciájú komponensek vannak. Az $LPF1$ aluláteresztő szűrő kimenetén csak az $f_0 - f_2$ frekvenciájú jel lesz, amely az FK fáziskomparátor második bemenetére kerül (az első bemeneten f_1 alapfrekvencia van, amelyhez hozzá akarjuk adni az f_2 frekvenciát). Ha a két jel fázisazonosságra tud jutni (a zárolási tartományban vannak), akkor a PLL végállapota $f_1 = f_0 - f_2$ lesz, így az FVO

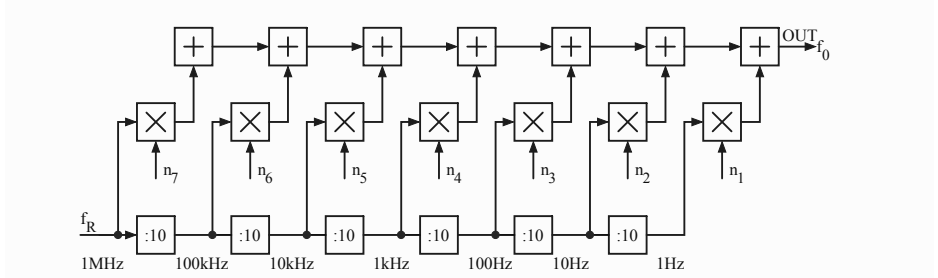
kimenetén a szinuszjel frekvenciája

$$f_0 = f_1 + f_2. \quad (7.43)$$

- **Frekvenciaszorzó** (7.36.b. ábra) esetében a kimenő f_0 frekvenciájú szinuszjelt egy n egész számmal osztó részbe juttatjuk, amely kimenetén f_0/n frekvenciájú szinuszjel lesz. Ha megint megtörténik a FK bemeneti két jelének a fázisazonossága, akkor $f_1 = f_0/n$ és innen

$$f_0 = n \cdot f_1. \quad (7.44)$$

Egy f_R referenciaoszillátorból kiindulva beállítható frekvenciájú jelgenerátort (szintetizátort) hozhatunk létre. A 7.37. ábrán egy $f_R = 1$ MHz



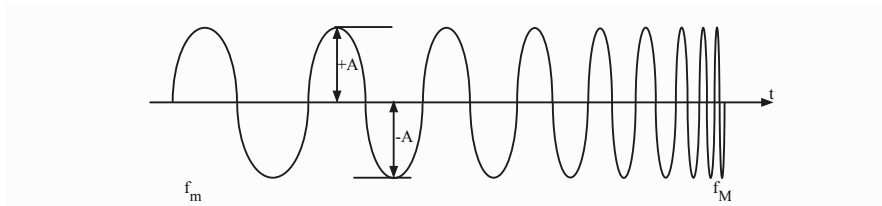
7.37. ábra. 10 MHz felső frekvenciahatárú hétdekádos frekvenciaszintetizátor

frekvenciájú nagy pontosságú oszcillátor szinuszjeléből kiindulva frekvenciaszorzók és frekvenciaösszeadók segítségével felépítettünk egy frekvenciaszintetizátort, amelynek az OUT kimenetén a szinuszjel f_0 frekvenciája 1 Hz felbontással beállítható 0 Hz (elvileg) és 10 MHz (gyakorlatilag) határok között. Az ábrán látható $n_7, n_6, n_5, n_4, n_3, n_2, n_1$ MHz vagy $n_7, n_6, n_5, n_4, n_3, n_2, n_1$ kHz.

A frekvenciaszintetizátorok felhasználási területe hasonló a szinuszgenerátorokéhoz, amelyhez még hozzáadjuk azt, hogy a nagy pontosságú f_R frekvencia más alkalmazásokban is referenciafrekvenciát szolgáltat.

c) Sweepgenerátorok (Sweep Generators). A sweep szó eltérítést, pásztázást jelent, mégis a szaknyelv átvette az angol „Sweep” és a német „wobbler” kifejezéseket e generátortípus elnevezésére. Négypólusok (erősítők, szűrők), elektronikai áramkörök, készülékek frekvenciatartománybeli elemzésére szükség van olyan jelforrásra, amely szinuszjelt állítson elő, adott beállítható amplitúdóval, és a jel frekvenciáját lehessen folyamatosan változtatni. A frekvenciaváltozást nem kézi eljárással, hanem lineáris vagy

logaritmikus törvény szerint valósítja meg a sweepgenerátor. Lényegében a 7.35. ábrán látható általános jelgenerátor-struktúrában a jelkialakítás feszültségvezérelt oszcillátorral történik, amelynek vezérfeszültsége lineáris vagy logaritmikus függvény szerint változik. A sweepgenerátor végerősítőjébe beépítik az ALC (automatikus szintellenőrzés) funkciót, így a generátor kimenetére kapcsolt eszközt állandó amplitúdójú, lin/log törvény szerint f_m kezdő és f_M végző változó frekvenciájú feszültséggel tápláljuk (7.38. ábra).



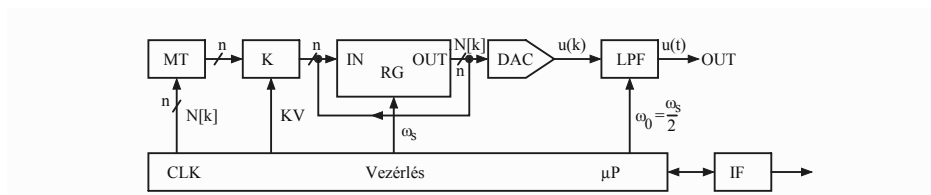
7.38. ábra. Sweepgenerátor szinuszkimenete

Így a vizsgált áramkör kimenetén meghatározható a csillapítás/erősítés és a fáziskülönbség frekvenciafüggése.

7.6.2. Hullámalak-jelgenerátorok

Az előállított jelek hullámalakja nem csak szinusz lehet, hanem épp elég más, sajátos hullámalak van, amely fontos a tesztelési/mérési folyamatban. Gyakran igényelt jelformák a háromszög, négyszög, fűrészel, impulzus. A digitális korszak előtt gyártott hullámalak-generátorok (Waveform Generator) olyan elektronikus oszcillátorokat tartalmaztak, melyek valamely pontján megtalálható volt a szükséges hullámalak. Passzív elemek értékeinek módosításával beállíthatók voltak a jelalakok élei, pozitív és negatív iránytényezői, jelszélessége, kitöltési tényezője, burst zajszintje, moduláció-típusa stb.

A digitális technika nagyfokú fejlődése lehetővé tette, hogy elmosódjon a határ a hagyományos jeleket előállító generátor és a tetszőleges jeleket előállító generátor (AWG – Arbitrary Waveform Generator) között. Egy AWG generátor gyakorlatilag bármilyen jelformát képes előállítani tárolt minták alapján. A 7.39. ábrán próbáljuk felvázolni egy AWG generátor tömbvázlatát.



7.39. ábra. Tetszőleges jelalak (hullám) generátor (AWG) tömbvázlata

Az előállítandó jel $N[k]$ digitális mintáit (gyakran $n = 12-16$ bites bináris számok) a vezérlőegység feltölti az MT mintatárolóba, amelynek tárolókapacitása 20 kS-tól akár 1 GS is lehet (S – Sample = minta). A jelgenerálás előtt az MT tartalmát a KV kapuvezérlő segítségével a K kapun keresztül az RG gyűrűs regiszterbe töltik. A jelgenerálás a kapu bezárása után kezdődik: a gyűrűs regiszterben a feltöltött mintahalmaz vég nélkül fog ismétlődni ω_S mintaadagolási frekvenciával, amely be kell tartsa a mintavételezési szabályt, vagyis $\omega_S \geq 2\omega_M$, ahol ω_M a mintákból felépülő jel legnagyobb spektrális összetevője. A DAC digitális-analóg átalakítás és LPF aluláteresztő szűrés után a minták által előírt $u(t)$ analóg feszültséget kapunk a generátor OUT kimenetén.

A tetszőleges hullámforma-generátor a műszer táraiba elhelyezett szabványos hullámoknak megfelelő mintahalmazon kívül (szinusz, négyszög, háromszög, fűrész, impulzus, zaj, sinc x, Gauss-görbe, exponenciális növekvésű és csökkenésű) bármilyen más jelt is előállíthat, amit a felhasználó feltölthet pl. USB, I2C vagy más IF interfészen. A jelgenerálást modulációs eljárásokkal is társíthatjuk: AM, FM, PM, PWM, FSK, Sweep (itt a sweep eljárás nem csak a szinuszjelre érvényes, hanem a derékszög-, háromszög-, fűrészjelre is).

Tetszőleges hullámalak-jelgenerátorok $1 \mu\text{Hz} \dots 350 \text{ MHz}$ frekvenciájú jeleket tudnak előállítani $2 \text{ mV} \dots 20 V_{pp}$ amplitúdóval.

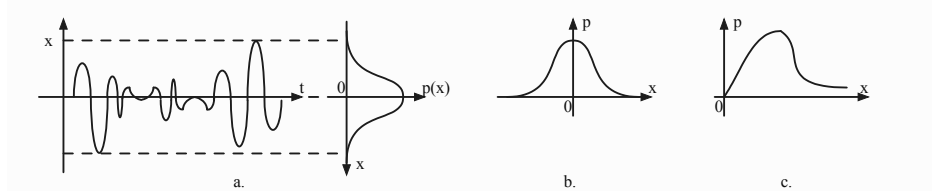
7.6.3. Zajgenerátorok

A mérőhálózatok, szabályozórendszerek, elektronikus eszközök zajjellemzőinek pontos méréséhez hiteles zajforrásra van szükség. Az elektronikus zajgenerátorok nyilván villamos feszültség vagy áram jelhordozón állítják elő a szükséges zajjelt. Hasznosnak tekintjük az elektronikában legelterjedtebb zajtípusok és ezek jellemzőinek a bemutatását és csak ezután következzen néhány zajgenerátor leírása.

a) Zajok és jellemzőik

Zajnak nevezünk bármilyen nem kívánt zavaró jelenséget, amely a hasznos jelre tevődik, azzal kölcsönhatásba kerül, és ezáltal az elektronikus eszközök teljesítőképességének egyik legfontosabb korlátozó tényezője. A zaj általában nulla amplitúdó körüli kitérésű valószínűség jellegű jel, amelyet két mennyiséggel jellemezünk:

a1) A zaj **amplitúdósűrűsége** a zajamplitúdó valamely x értéke megjelenésének a valószínűségét fejezi ki. A 7.40.a. ábrán $x(t)$ zajt ábrázoltunk és



7.40. ábra. Véletlenszerű zaj és ennek amplitúdósűrűsége (a), Gauss (b) és Rayleigh (c) amplitúdósűrűségek

az ennek megfelelő $p(x)$ amplitúdósűrűség valószínűségét. Elektronikában főleg kétféle zaj amplitúdósűrűsége jelenik meg:

- **Gauss**-amplitúdósűrűség (7.40.b. ábra), amit a jól ismert

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (7.45)$$

képlettel lehet kifejezni, ahol σ az x jel négyzetes középértéke (átlaga). A négyzetes átlagot a szintén jól ismert

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt} \quad (7.46)$$

képlettel lehet kiszámítani, amit véletlenszerű $x(t)$ jelre $T \rightarrow \infty$ periódusra kell kiterjeszteni (elméletileg).

- **Rayleigh**-amplitúdósűrűség (7.40.c. ábra):

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad x > 0 \quad (7.47)$$

képlettel fejezhető ki.

a2) A zaj spektrális teljesítménysűrűsége a jel teljesítményének a frekvenciartománybeli szóródását fejezi ki. A feszültség és áram zajjeleknél a teljesítményt lehet jellemezni az effektív értékének a négyzetével (U_z^2 és I_z^2), valamint ha a zajt fizikai elemen (pl. R ellenálláson) határozzuk meg, akkor a P_z teljesítménnyel ($P_z = RI_z^2 = \frac{U_z^2}{R}$). Bemutatunk néhány, az elektronikában fellelhető zajtípust:

- **Fehér zaj**nál a zajteljesítmény nem függ a frekvenciától az egész értelmezett frekvenciartományban [$P_z(f) = \text{állandó}$].
- A **termikus zaj** a töltéshordozók hőmozgásának a következménye. Például vezetõben egy adott helyen adott időtartam alatt ellentétes irányban áthaladó hőmozgást végző töltéshordozók száma nem nulla, ez a zajáram, i_z . Mivel a vezetõnek van R ellenállása, azon a zajáram u_z zajfeszültséget hoz létre. A termikus zajfeszültség négyzetes átlaga:

$$U_z^2 = 4kTR\Delta f, \quad (7.48)$$

ahol k a Boltzmann-állandó ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T az abszolút hőmérséklet, Δf a sáv szélesség, amelyben vizsgáljuk a zajt. A zajteljesítmény az R ellenálláson $P_z = U_z^2/R = I_z^2 \cdot R$, ahonnan a zajáram négyzetes átlaga

$$I_z^2 = \frac{4kT\Delta f}{R}. \quad (7.49)$$

- **Sörétzaj** (shot noise): potenciállépcsõn (p-n átmenet, kvantumdióda) áthaladó töltéshordozók száma időben változik és a töltés kvantumokban (elemi töltés egységenként) áramlik. A zajáram négyzetes átlaga

$$I_z^2 = 2qI\Delta f, \quad (7.50)$$

ahol $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ C az elemi töltés, I a félvezetõn áthaladó áram és Δf a sáv szélesség, amelyben vizsgáljuk a zajt.

- **Villódzási zaj** (flicker noise, $1/f$ zaj) szintén félvezetõkre jellemző. A zaj spektruma nem egyenletes, mivel az ingadozások időben nem csak véletlenszerűek, mint amikor például töltéshordozók csapdádba kerülnek, aztán kiszabadulnak τ időállandóval. Végtelen sok, nagyon közeli időállandó illesztésével kialakul az $1/f$ spektrális eloszlás. A villódzási zaj áram négyzetes átlagának a négyzete

$$I_z^2 = \frac{C_1 I^\beta \Delta f}{f^\alpha}, \quad (7.51)$$

ahol C_1 állandó a technológia függvénye, $\beta = 2$ [de lehet a (0,5,2) intervallumból más érték is]; $\alpha = 1$ [de lehet az (1,2) intervallumból mért érték is], I az átfolyó áram.

- A **popcorn** zaj bipoláris tranzistorokban és nagyon vékony kapu-oxid rétegekben jelenik meg (még nevezik burst zajnak, véletlenszerű telegráf zajnak). A lépcsőszerű áram és feszültség küszöbök közötti véletlenszerű hirtelen átmeneteknek köszönhető ez a zajtípus. Az átmenetek milliszekundumtól másodpercekig tartó időközökben jelennek meg, fülhallgatóban olyan hang hallatszik, mint a pattogatott kukorica készítésekor (popcorn).

b) Zajgenerátorok

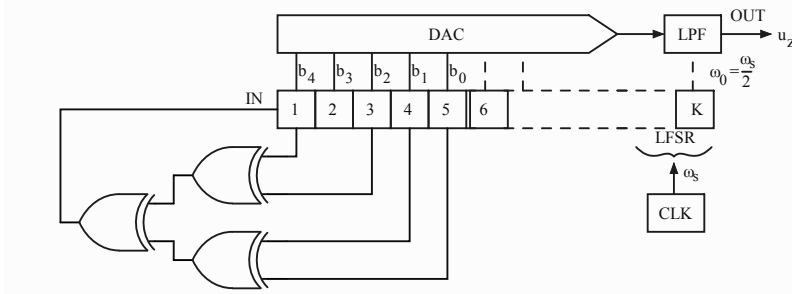
A zajgenerátorok beállítható, felügyelhető, pontos jeleket kell előállítsanak, ismert amplitúdó- és zajteljesítmény spektrumeloszlással. A jelformáló folyamatban (7.35. ábra) főleg két eljárás egyikét alkalmazzák: természetes zajforrás, pszeudo-véletlen zaj.

b1) Természetes zajforráson alapuló zajgenerátorok az előbb felsorolt zajtípus valamelyikét előállító (ebben előforduló) elektronikus áramköri elemet használnak, ahol az elem hőmérséklete, áthaladó árama, kapcsolt feszültsége által a zaj paraméterei beállíthatók. A következő természetes zajforrásokat használják:

- Telítésben működő **vákuumdióda** a néhány kHz-től néhány MHz-ig terjedő tartományban **sörétzajt** szolgáltat. A teljesítménysűrűség a dióda áramával befolyásolható.
- A **fűtött vagy hűtött** ellenállások a bennük keletkező egyenletes teljesítményspektrumú termikus zaj révén (fehérzaj) akár 10^{12} Hz-ig használhatók jelforrásként. Ezen zajforrások hátránya, hogy kicsi a zajteljesítményük.
- **Bipoláris tranzistor** zajforrásként alkalmazható, ha bázis-emitter körét előfeszítjük a letörésig és a letörési áramot korlátozzuk. Az így előállított átütési zaj amplitúdója Gauss-eloszlású és 10 MHz-ig egyenletes teljesítménysűrűségű (fehérzaj).
- **Gázkisülésű csövek** plazmájában keletkező zaj az elektronáram termikus zaja, de keveredik sörétzajjal is. Ezen jelforrás hátránya, hogy a zaj teljesítménysűrűsége alig szabályozható. A gázkisülési csövek ultrarövid és mikrohullámon alkalmazhatók jelforrásként.

b2) Pszeudovéletlen zajgenerátorok lényege, hogy véges hosszúságú, ezen belül véletlenszerű bináris számhalmazt vég nélkül ismételünk. A bináris számokat olyan K bites léptetőregiszterben állítjuk elő, amelynek egy bites tárolóelemeiben, kezdetben legkevesebb egyikében logikai 1-est tárolunk

(a legegyszerűbb, ha a bemeneti első tárolóelembe töltjük be a kezdeti 1 értékű bitet), és a regiszter bemenetére kizáró vagy (XOR) logikai művelettel legkevesebb egy kétbites, két egybites tárolóelemből származó visszacsatolást kapcsolunk. A regisztert ilyen felépítésben lineáris visszacsatolású léptető regiszternek nevezzük (LFSR – Linear Feedback Shift Register). A K bites LFSR-ben $(2^K - 1)$ hosszúságú véletlenszerű számértéket lehet előállítani [K bittel 2^K értéket lehet kifejezni, de a minden nullás állapot hiányzik, ezért lesz $(2^K - 1)$ bináris érték]. Minél nagyobb K értéke, annál nagyobb a keretet megismétlő számsorozat véletlenszerű jellege.



7.41. ábra. Pszeudvéletlen zajgenerátor K tárolóelemes LFSR-rel

A 7.41. ábrán egy K hosszúságú LFSR léptetőregiszteres, négy tárolóelemből vett visszacsatolású pszeudvéletlen zajgenerátort láthatunk, ahol a bináris véletlenszerű számsort egy DAC digitális-analóg átalakítóval analóg feszültséggé alakítjuk. Ha CLK órajel frekvenciája ω_s , akkor a DAC kimenetén található LPF aluláteresztő szűrő után ($\omega_0 = \frac{\omega_s}{2}$ zárófrekvencia) folytonos u_z zajjelet kapunk.

A véletlenszerű szekvencia előállítását példázzuk egy 5 elemi tárolójú LFSR-el, a 7.41. ábrán látható három kizáró vagy (XOR) logikai visszacsatolással, ahol kezdeti állapotban az IN utáni 1 számú tárolóelem tartalmaz csak logikai 1-et (a 2, 3, 4, 5 nullákat tartalmaznak). A $\#CLK$ órajelszám szerinti $b_4b_3b_2b_1b_0$ bináris kimenet (véletlenszerű) és ennek megfelelően tízes számrendszeri értékei a 7.2. táblázatban követhetők.

A táblázatból láthatjuk, hogy $K = 5$ bitre a $2^5 - 1 = 31$ órajel után újból kezdődik a 31 számot tartalmazó véletlenszerű zajszakasz.

Az így előállított pszeudvéletlen zaj frekvenciáját a CLK órajelből lehet beállítani.

CLK	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	N_{10}
0	1	0	0	0	0	16
1	1	1	0	0	0	24
2	1	1	1	0	0	28
3	0	1	1	1	0	14
4	0	0	1	1	1	7
5	1	0	0	1	1	19
6	1	1	0	0	1	25
7	0	1	1	0	0	12
8	1	0	1	1	0	22
9	1	1	0	1	1	27
10	1	1	1	0	1	29
11	1	1	1	1	0	30
12	1	1	1	1	1	31
13	0	1	1	1	1	15
14	1	0	1	1	1	23
15	0	1	0	1	1	11
16	0	0	1	0	1	5

CLK	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	N_{10}
17	0	0	0	1	0	2
18	1	0	0	0	1	17
19	0	1	0	0	0	8
20	0	0	1	0	0	4
21	1	0	0	1	0	18
22	0	1	0	0	1	9
23	1	0	1	0	0	20
24	0	1	0	1	0	10
25	1	0	1	0	1	21
26	1	1	0	1	0	26
27	0	1	1	0	1	13
28	0	0	1	1	0	6
29	0	0	0	1	1	3
30	0	0	0	0	1	1
31	1	0	0	0	0	16
32	1	1	0	0	0	
33	1	1	1	0	0	

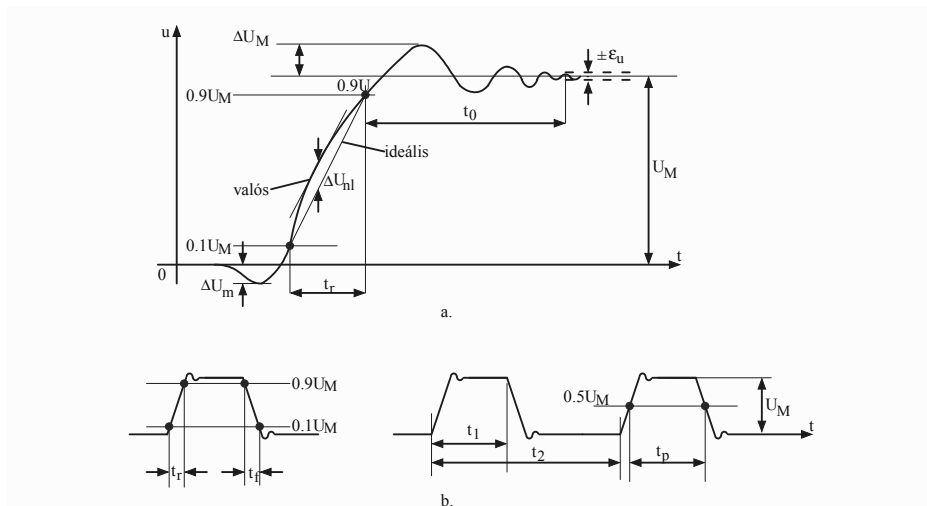
7.2. táblázat. 5 bites pszeudovéletlen zajgenerátor kimeneti értékei

Az LFSR léptetőregiszterből párhuzamos bitként kezelt állapotokat analóg jellé átalakító DAC felbontóképeségéből adódóan ez a megoldás legtöbb 16 bitig működhet, tehát a pszeudovéletlen szakasz hossza legtöbb $2^{16} - 1 = 65535$. Ha ennél sokkal hosszabb ismétlődési periódusú pszeudovéletlen zajt akarunk előállítani, akkor párhuzamba kell tenni 8-16 pszeudovéletlen bináris szekvencia (PRBS – Pseudo Random Binary Sequence) generátort, amelyek polinomja 15 fok fölött legyen. Így a 31 fokos gerjesztő polinomos PRBS generátor hozzávetőleg $4,3 \cdot 10^9$ hosszú, pszeudovéletlen bitsorozatot hoz létre, így a 8-16 csatornás generátor 8-16 bemeneti DAC- n szintén $4,3 \cdot 10^9$ hosszúságú véletlenszerű zajszakaszt hoz létre (részletek a 7.9.2. alfejezetben).

7.6.4. Impulzusgenerátorok

Digitális áramkörök logikai értékekkel működnek, ami a **funkcionális** elemzés tárgya. A logikai szintek, késési idők stb. az áramkörök **parametrikus** elemzésének a tárgyköre, ahol az impulzusok, a szintváltozások nem

ideális négyszögek, a szintek sem pontos értékűek. A parametrikus elemzésnél olyan jelgenerátorokat alkalmaznak, amelyek logikai jeleket állítanak elő, valós és beállítható jellemzőkkel. Ezeket nevezzük impulzusgenerátoroknak. A 7.42. ábrán megjelöltük az impulzusgenerátor által előállított logikai jelek néhány fő jellemzőjét.



7.42. ábra. Impulzus növekvő szakaszának a fő jellemzői (a) és impulzussorozat (b)

A 7.42.a. ábrán láthatjuk egy valós impulzus növekvő szakaszának (pozitív él) az idő- és amplitúdóbeli értékét:

- az impulzus indulásakor előfordulhat egy ΔU_m negatív előkilengés (negatív túllövés);
- a növekedés után a jel szintje nem áll be azonnal az U_M impulzus-amplitúdó szintre, hanem oszcilláló változás után, idővel történik ez meg. Eerre jellemző a ΔU_M első **feszültségtúllövés** és a t_0 **oszcillációs idő** (amíg a jel $\pm \varepsilon_u$ megengedett eltérésen belül marad, az U_M amplitúdóhoz közel),
- az impulzus **növekedési ideje** t_r (Rise Time) az impulzus 0,1 U_M és 0,9 U_M közötti változásának az időtartama;
- az impulzus **esési ideje** t_f (Fall Time) az ábrán nem látható, de hasonlóan a jel csökkenő szakaszán a 0,9 U_M és 0,1 U_M közötti feszültségváltozási ideje;

- az impulzus **élének a nemlinearitása**, amit az U_M amplitúdóhoz viszonyított, az ideális (egyenes) él és a valódi élalak közötti ΔU_{nl} legnagyobb eltéréssel jellemzünk:

$$\varepsilon_{nl} = \frac{\Delta U_{nl}}{U_M} \cdot 100[\%], \quad (7.52)$$

Az impulzusokat továbbá más paraméterekkel is jellemzik (7.42.b. ábra):

- **impulzusszélesség** t_p (Pulse Width), amely az amplitúdó felénél mért pozitív és negatív élek közötti idő;
- az impulzusok **kitöltési tényezője** (Duty Cycle):

$$D = \frac{t_1}{t_2}, \quad (7.53)$$

amelyet nyilván csak szabályos impulzussorozaton lehet meghatározni;

- az impulzus **logikai szintje**, amit az U_M amplitúdóval fejezünk ki.

Az impulzusgenerátor mindezen jellemzőit be lehet állítani, amiken kívül még van lehetőség a következőkre is:

- egy impulzus kibocsátása;
- impulzussorozat kibocsátása bizonyos számú impulzussal;
- DC offset beállítása;
- impulzusindító és impulzusleállító triggerjelek rákapcsolása.

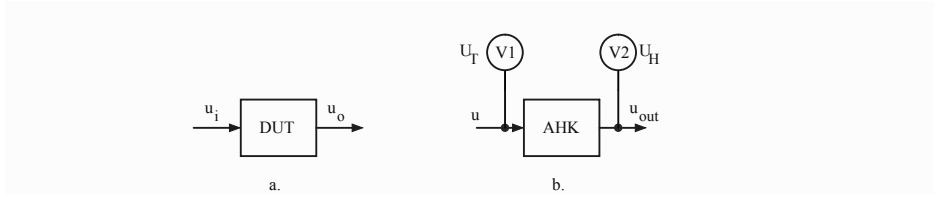
A bevezetőben a digitális áramkörök tesztelésére koncentráltunk, de számos olyan analóg áramkör van (elektronikában, szabályozástechnikában), ahol igen hasznos egy impulzusgenerátor.

7.7. Torzításmérők

Torzításra csak szinuszjel-referenciához képest lehet hivatkozni. A szinuszjelnek (nyilván periodikus, $\omega = 2\pi f$ alapkörfrekvenciával) a spektrumában csak egy összetevő létezik. Egy szintén periodikus, de a szinusztól többé-kevésbé eltérő alakú jel az alap-spektrumösszetevőn kívül tartalmaz más frekvenciájú összetevőket is. Egy jel eltérését a szinusztól jellemezzük a **torzításmennyiséggel**. A torzítást okozhatják jelforrások (oszillátor, jelgenerátor, villamos hálózat) vagy a nemlinearitások azon áramkörökben, amelyeken a jel áthalad (erősítő, modulátor). A torzítással jellemezhetünk egy jelt (ez fontos a jelanalízisben) vagy négypólusú áramkört (az áramkör

linearitását értékeljük). A torzítás mérése fontos a távközlésben, audio- és videofelvevő/átvivő/leadó folyamatoknál, az ipari villamos hálózatokban. A **torzítás** mint mérendő mennyiség egy általánosabb rátekintést képvisel a jel/áramkör szinusztól eltérő méretéről, és nem ad információt a spektrális összetevőkről külön-külön.

A 7.43. ábrán a fent említett két esetet vázoltuk fel, amikor egy bizonyos áramkör (DUT) linearitását, illetve egy periodikus jel torzítását vizsgáljuk.



7.43. ábra. Vázlatrajzok egy DUT áramkör linearitásának (a) és egy u_i jel torzításának (b) a vizsgálatára

A szinuszejelt (feszültség) az

$$u = U_m \sin \omega t = \sqrt{2}U \sin \omega t \quad (7.54)$$

kifejezéssel írhatjuk fel, ahol U_m az amplitúdó és U az effektív érték. Egy periodikus (szintén $T = \frac{2\pi}{\omega}$ periódus) nem szinuszos (torzított jelet) felírhatjuk a trigonometriai Fourier-sorral:

$$u = U_0 + \sqrt{2}U_1 \sin \omega t + \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2}U_k \sin(k\omega t + \varphi_k), \quad (7.55)$$

ahol U_0 az u feszültség egyenösszetevője, U_1 az alapharmonikus effektív értéke (ω körfrekvenciás) és U_k , $k \geq 2$ a felharmonikus összetevők effektív értékei, amelyek $k\omega$ körfrekvenciájúak (φ_k – a felharmonikus fáziseltolásai, de ennek semmi jelentősége nincs a torzítás elemzésében).

a) Ha egy DUT **áramkör nemlinearitását** akarjuk kifejezni (7.43.a. ábra), akkor a **DUT bemenetére** u_i (7.54) **szinuszejelt** kapcsolunk U_i effektív értékkel, és a kimenetén az u_o , valószínűleg már nem szinuszejelt felbonthatjuk (7.55) alakú Fourier-sorba. Ha a DUT lineáris átviteli tényezőjét A -val jelöljük (pl. ha DUT egy erősítő), akkor a DUT okozta torzítási tényező:

$$\delta = \frac{A\sqrt{U_{o2}^2 + U_{o3}^2 + U_{o4}^2 + \dots}}{U_i} = \frac{A\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{ok}^2}}{U_i}. \quad (7.56)$$

b) Ha az u [(7.55) sorban kifejezhető] **jel torzítása** érdekel, akkor ezt kétféleképpen fejezhetjük ki:

- a jel **alapharmonikusához viszonyított** torzítási tényező THD (Total Harmonic Distortion):

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U_1}; \quad (7.57)$$

- a jel **teljes effektív értékéhez** viszonyított torzítási tényező (eltekintünk az U_0 egyenösszetevőtől):

$$\delta = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2}}. \quad (7.58)$$

A két torzítás között egyszerű összefüggés létezik. A (7.57) és (7.58) alapján:

$$\frac{1}{\delta^2} = \frac{U_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2} = \frac{1}{\text{THD}^2} + 1. \quad (7.59)$$

A 7.43.b. ábrán látható elvi rajzon az u elemzendő jel δ torzítását mérő változatot mutatunk be. A V1 voltmérő az u jel teljes effektív értékét méri ($U_T = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2}$). Az AHK alapharmonikust kiküszöbölő szűrő (α átviteli tényezővel) az u spektrumából kiküszöböli az U_1 alapharmonikust, így a V2 voltmérő a felharmonikusok effektív értékét méri:

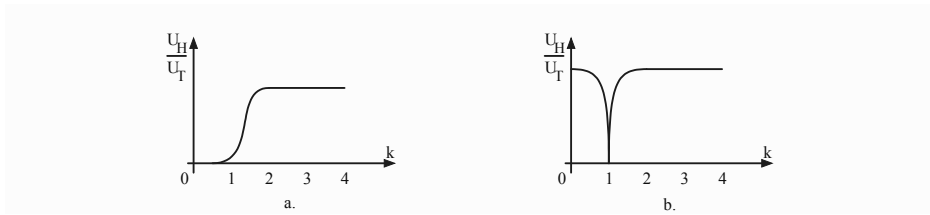
$$U_H = \alpha \cdot \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}. \quad (7.60)$$

A két feszültség arányából kapjuk a δ torzítási tényezőt:

$$\frac{U_H}{U_T} = \frac{\alpha \cdot \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2}} = \alpha \cdot \delta. \quad (7.61)$$

Az AHK alapharmonikust kiküszöbölő szűrőnek két változata van (7.44. ábra):

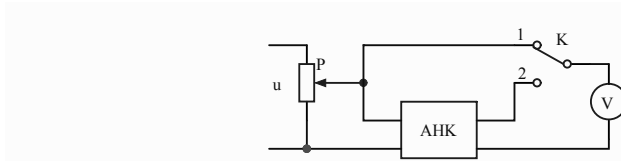
- **Felüláteresztő szűrő** (7.44.a. ábra) a $k = 1$ alapharmonikus alatti és vele egyenlő frekvenciájú minden jelt kiküszöböl, így az esetleges ω alatti zajokat is (pl. hálózati kölcsönhatási zaj);



7.44. ábra. AHK kivitelezése mint felüáteresztő (a), illetve mint sávzáró (b) szűrő

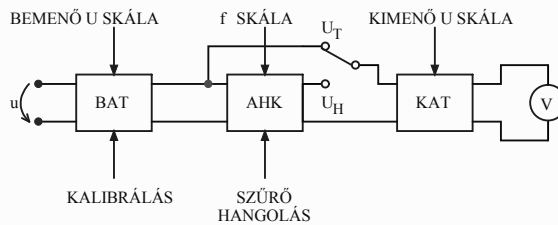
- **Sávzáró szűrő** (7.44.b. ábra) csak a $k = 1$ alapharmonikust küszöböli ki.

A felüáteresztő szűrőt könnyebb kivitelezni, míg a sávzáró szűrőt pontosan kell behangolni, hogy tényleg kiküszöbölje az alapharmonikust. Mégis a sávzáró szűrő a használtabb megoldás, mivel teljesebb információt biztosít a THD-ről, mint a felüáteresztő szűrős megoldás.



7.45. ábra. Torzításmérő elvi kapcsolási vázlata

A torzításmérők a THD vagy a δ torzítási tényezőt kell megadják, ugyanis e kettő között mindig létezik a (7.59) összefüggés. Így a mérési folyamat a δ -t határozza meg, de THD-ben jelenítjük meg a torzításmérés eredményeként. A 7.45. ábrán bemutatjuk a torzításmérés elvi felépítését. Az elemzett u jelből egy P potenciométer segítségével a mérés első lépésében ($K = 1$ állapot) a voltmérőre kapcsolt feszültséget, egy, a skálán pontosan bejelölt, adott értékre kell hozni, és ezt a mérés második lépésében is meg kell őrizni (változtatlan P helyzet). Ezáltal az első lépésben leszögezzük a (7.61) összefüggés nevezőjét, vagyis a jel teljes effektív értékét. A K kapcsoló 2. helyzetében a voltmérő a P potenciométer kimenő feszültségének az AHK-n áthaladó felharmonikusok effektív értékét méri. Mivel a (7.61) képlet nevezője állandó, a második lépésben mért feszültségértékeket közvetlenül THD torzítástényezőben lehet kifejezni.



7.46. ábra. Torzításmérő kivitelezésének tömbvázlata

A torzításmérők konkrét kivitelezésénél az elemzett jel alaphfrekvenciája elég széles korlátok között helyezkedhet el, ebből kifolyólag az AHK szűrő kizáró sávját bizony jól be kell állítani. A 7.46. ábrán látható torzításmérő bemenetén egy BAT bemeneti attenuátor (feszültségosztó) található, amely a bemeneti U feszültségskála kiválasztása mellett rendelkezik egy finom beállítással is, amellyel a kalibrálást kell elvégezni (a kapcsoló U_T helyzetében a voltmérőt pontosan meghatározott kijelzésre kell hozni). Az alapharmonikust kiküszöbölő AHK szűrő (általában sávzáró szűrő) frekvenciaparamétereit be kell állítani az f frekvenciaskála kiválasztásával és a szűrő finomhangolásával. Mindezek után a kapcsoló U_H helyzetében (a mérés második lépése) a voltmérő a felharmonikusok effektív értékét méri, vagyis a voltmérő közvetlenül kijelzi a THD torzítási tényezőt. A voltmérő előtt található egy KAT kimeneti attenuátor, amely szükség esetén (U_H nagyon különbözik U_T -től) a kimeneti feszültségosztást szabályozva beállítja a kimenő U skálát.

A villamosenergia-hálózatokban számos torzító hatású berendezés található, és itt is fontos a villamosenergia-jellemzők bizonyos határok közötti tartása. A jellemzők között szerepel a THD torzítási tényező is. Itt azért könnyebb a torzítás mérése, mert az alaphfrekvencia rögzített (50 Hz vagy 60 Hz).

Az automatikus analóg vagy digitális torzításmérők a hangolásokat, a skálabeállítást, a két mérési lépés követését külső beavatkozás nélkül végzik el.

Befejezőként megemlítenénk néhány THD torzítási tényezői értéket különböző berendezéseknél:

- 0,01% mérőműszereknél használt jelgenerátorok;
- 0,1...0,5% Hi-Fi audioberendezéseknél;

- 1...1,5% a rádió és TV hangcsatornáiban;
- 2% a telefonkészülékeknél;
- 5...10% a villamos hálózatokban.

7.8. Hálózatanalizátorok

Villamosságban hálózatok vannak az energiatermelő, energiaszállító és -fogyasztó rendszerekben, elektromos és elektronikus berendezésekben: áramkörök, mint szűrők, erősítők, hálózatok távközlésben (HF és VHF frekvenciákon), valamint a mikrohullámú rendszerekben (RF frekvenciák). Minden frekvenciatartományban fontos információnak számít a megfelelő hálózatparaméterek, energiajellemzők, spektrumösszetevők ismerete. Habár a hálózatanalizátor kifejezést főleg az RF hálózatokban mérő készülékekre használják, ezen alfejezetben bemutatjuk az ipari hálózati frekvenciától (50-60 Hz) az RF hálózatokig terjedő három elektronikus műszer családot: energiahálózat-analizátorok, vobuloszkópok és RF hálózati analizátorok.

Mivel a frekvenciasávokat említettük és ezeken belül tárgyaljuk a hálózatanalizátorokat, érdemes megemlíteni az ITU (International Telecommunication Union) világszervezet által felállított frekvenciasávokat (7.3. táblázat).

Megjegyezzük, hogy az elektromágneses hullámok légüres térben (és hozzávetőleg a levegőben is) $c = 3 \cdot 10^8$ m/s fénysebességgel terjednek.

A frekvencia és hullámhossz közötti kapcsolat a $\lambda = c \cdot T = c/f$ összefüggéssel köthető össze. A táblázatban megadott frekvencia és hullámhossz értékek ezen összefüggéssel vannak összekötve. Pl. a VHF sáv $f = 30$ MHz frekvenciájának megfelel a $\lambda = (3 \cdot 10^8)/(30 \cdot 10^6) = 10$ m hullámhossz.

Az ITU frekvenciasáv-leosztás (amint láttuk, a hullámhosszak tíz hatványa szerinti osztályozás) mellett létezik még az USA-beli IEEE szabványos sávleosztás (13 sáv, 300 GHz-ig) és EU, NATO, US-ECM (15 sáv, A-tól O-ig betűkkel jelzett) 200 GHz-ig terjedő sávleosztása kizárólag radareszközöknek. 100 GHz fölötti frekvenciákat csak katonai célokra használnak.

És most mutassuk be az előbb említett három analizátort.

7.8.1. Hálózati energiaminőség-analizátorok

A Föld legtöbb országában 50 Hz frekvenciás hálózatokon szállítják a villamos energiát az energiatermelőktől a fogyasztókig. Néhány földrészen

Frekvenciasáv elnevezése	Rövidítés	ITU sáv	Frekvencia és hullámhossz
Extrém kis frekvencia (Extremely Low Frequency)	ELF	1	3...30 Hz 100000...10000 km
Szuper kis frekvencia (Super Low Frequency)	SLF	2	30...300 Hz 10000...1000 km
Ultra kis frekvencia (Ultra Low Frequency)	ULF	3	300...3000 Hz 1000...100 km
Nagyon kis frekvencia (Very Low Frequency)	VLF	4	3...30 kHz 100...10 km
Alacsony frekvencia (Low Frequency)	LF	5	30...300 kHz 10...1 km
Középfrekvencia (Medium Frequency)	MF	6	300 kHz...3 MHz 1000...100 m
Magas frekvencia (High Frequency)	HF	7	3...30 MHz 100...10 m
Nagyon magas frekvencia (Very High Frequency)	VHF	8	30...300 MHz 10...1 m
Ultra magas frekvencia (Ultra High Frequency)	UHF	9	300 MHz...3 GHz 1...0,1 m
Szuper magas frekvencia (Super High Frequency)	SHF	10	3...30 GHz 100...10 mm
Extrém magas frekvencia (Extremely High Frequency)	EHF	11	30...300 GHz 10...1 mm
Terahertz vagy elképesztő magas frekvencia (Tremendously High Frequency)	THF	12	300...3000 GHz 1...0,1 mm

7.3. táblázat. ITU által felállított frekvenciasávok

és országban 60 Hz frekvenciát használnak, mint például az egész amerikai kontinensen (Észak- és Dél-Amerika), Szaúd-Arábiában, Fülöp-szigeteken, Tajvánon, Dél-Koreában, részben Japánban is (itt az 50 Hz is szabványos). A fogyasztóknak szállított villamos energia nagyon sok minőségi követelménynek kell megfeleljen. Az energia minőségét egyrészt az energiatermelő és -szállító biztosítja (feszültség- és frekvenciaérték, ezek megengedett ingadozási határokon belüli biztosítása, energiakiesések, táplálásmegszakítás

stb.), másrészt a fogyasztó befolyásolja (a teljesítménytényező korlátok között tartása, az áram és feszültség szennyezése felharmonikusokkal, rövidzárokozás, teljesítménytúlterhelés stb.).

A villamos energia paramétereit és ezek megengedett határokon belüli eltéréseit nemzeti és nemzetközi szabványok szabályozzák. Például az EN 50160 szabvány (EN – European Norms) a hálózatszakaszok kapcsolódási pontjaiban (és nem a fogyasztó csatlakozási pontjában) szögeznek le a hálózati villamos energia minőségi jellemzőit (ez lehet egyfázisú vagy háromfázisú, háromvezetékes vagy négyvezetékes hálózat). A 7.4. táblázatban összegezzük a fő jellemzőket, ezek megfigyelési időszakát és megengedett eltéréseit.

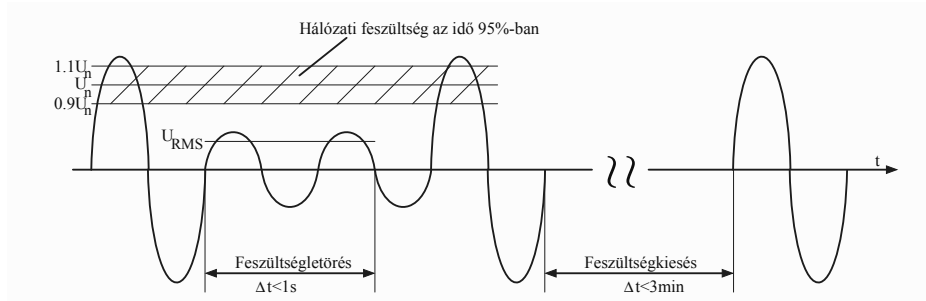
Hálózati feszültségjellemző	Statisztikai érték	Megtűrt határok
Hálózati frekvencia	1 hétre 95%-ban 1 hétre 100%-ban	50 Hz $\pm 1\%$ 50 Hz -6%-tól +4%-ig
Hálózati feszültség	1 hétre 95%-ban	$U_n \pm 10\%$
Feszültségingadozás	1 hétre 95%-ban	$P_{lt} \leq 1$ s
Feszültségletörés	1 évre	≤ 1000 üreg/év
Rövid feszültségkiesések	1 évre	\leq több száz kiesés/év
Hosszú feszültségkiesések	1 évre	≤ 50 kiesés/év
feszültségaszimmetria	1 hétre 95%-ban	$< 2\%$
Felharmonikus feszültség	1 hétre 95%-ban	THD $< 8\%$

7.4. táblázat. Hálózati villamos energia minőségi jellemzői

A táblázatban felsorolt jellemzőket meg kell magyarázzuk, hogy ezek méréséről, kiszámításáról képet alkothassunk:

- A **hálózati feszültség** általában a névleges U_n értéken kell legyen, kivéve, ha a fogyasztó valamely okból ettől eltérőt akar, akkor a névleges feszültség U_c -re változik (szerződésbeli feszültség). A háromfázisú hálózatoknál a konkrét feszültséget mindhárom vonal, ill. fázisfeszültség méréséből határozzák meg.
- A **feszültségingadozást** flickernek is nevezik, mivel a világítótesteken a fényerő (fluxus) ingadozásával (villogás) jár a feszültségcsökkenés. A világítótestek fényfluxusának a feszültségfüggését az

$$\frac{F}{F_n} = \left(\frac{U}{U_n} \right)^b \quad (7.62)$$



7.47. ábra. Feszültségüreg és feszültségkiesés ábrázolása

összefüggéssel adják meg (F , F_n – a fényfluxusok az U , ill. U_n feszültségeken), ahol $b = 3,6$ izzóégőknél és $b = 1,6$ kisülékes világítótesteknél.

A gyors feszültségeséseket rövid időtartamon (10 perc) P_{st} (short term) mutatóval, hosszú időtartamon (2 óra = 120 perc) P_{lt} (long term) mutatóval jellemzik, ahol

$$P_{lt} = \sqrt[3]{\frac{1}{12} \sum_{k=1}^{12} P_{stk}^3}. \quad (7.63)$$

- **Feszültségtörésnek** nevezik azt az esetet, amikor a hálózati feszültség a névleges érték 90%..5% közöttire csökken. Ez 10 ms..60 s közötti időtartamú lehet (7.47. ábra).
- **Rövid feszültségkiesésről** a névleges érték 5% alá esése esetében beszélünk, és ennek időtartama 3 percnél rövidebb.
- **Hosszú feszültségkiesést** értünk a 3 perc fölötti feszültségkiesésen.
- A **hálózati aszimmetria** a háromfázisú hálózatok megfelelő feszültségei közötti $2\pi/3$ fáziseltolódás értékétől való eltérés. Ezt egy K_n aszimmetriatényezővel jellemzik, amelyet a háromfázisú feszültségrendszer negatív és pozitív szekvenciája közötti arányaként határoznak meg (10 perces átlagolásokkal).
- A **felharmonikus feszültséget** részben a THD torzítási tényezővel fejezzük ki (40 harmonikus számbavételével):

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{k=2}^{40} \left(\frac{U_k}{U_1}\right)^2}, \quad (7.64)$$

Páratlan felharmonikusok				Páros felharmonikusok	
Nem 3 többszöröse		3 többszöröse			
k	Relatív feszültség %	k	Relatív feszültség %	k	Relatív feszültség %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,5	6...24	0,5
13	3	21	0,5		
17	2				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

7.5. táblázat. Felharmonikus feszültségek felső korlátai az alapharmonikus-hoz képest

résben a felharmonikus feszültségek egyenkénti értékeivel, amelyek felső korlátját, az alapharmonikus százalékaként, a 7.5. táblázatban adjuk meg.

A felsorolt hálózati jellemzőket és még ennél többet is a hálózati energiaminőség-analizátorok mérik és számítják ki. Ezek digitális adatgyűjtő készülékek (mintavétellel), amelyeket hordozható vagy műszerfalba szerelhető változatokban gyártanak. Az energiaminőség-analizátorok a három-fázisú hálózatra feszültségkapcsokkal csatlakozik (a feszültségek mérésére), valamint Hall-érzékelős áramcsatlakozóval, amelyeket gyűrűként az egyes hálózati vonalra kapcsolnak. Hogy konkrét adatokkal szolgáljunk és képet alkothassunk egy ilyen analizátor bonyolultságáról, tekintsük példának a FLUKE 435 II. energiaanalizátort, melynek fő adatai a következők:

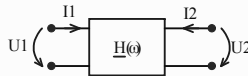
- hálózat: 3 fázis + semleges vezető;
- feszültségbemenet 0...1000 V;
- frekvencia 50/60 Hz;
- THD az 50-dik felharmonikusig;
- feszültség és áram vektordiagramok megjelenítése;
- flicker (villogás) megfigyelése, P_{st} és P_{lt} meghatározása;
- feszültség hullámalakjainak a kijelzése 120 periódusig (ez oszcilloszkóp funkció);
- átmeneti jelenségek megjelenítése $f_s = 200$ kSps mintavételi frekvenciával;
- tárhatalmítás 8 GB;

- áramerősség kiválasztható több lépcsőben 6000 A-ig;
- statisztikai eljárással mért és kijelezhető értékek (áram, feszültség): effektív érték, csúcsérték, min. és max. értékek, középérték, k_f – formátényező, K_n – aszimmetriatényező;
- teljesítmény mérése: P, Q, S ;
- energia mérése: W_a – aktív, W_r – meddő, összeg, energiaáramlás iránya;
- adatregisztrálási időszak 100 napig (tíz percenkénti mérések);
- teljesítménytényező;
- interfészek: USB, Wi-Fi, Bluetooth.

Ez a műszer hordozható és rákapcsolható a legtöbb 1000 V/6000 A hálózatra.

7.8.2. Középfrekvenciás hálózatanalizátorok

Az ITU frekvenciasáv osztályozás (7.3. táblázat szerinti) 5.8 sávokban (LF, MF, HF, VHF, UHF részben), vagyis a 30 kHz-300 MHz (akár 1 GHz) frekvenciákon az elektromágneses hullámhossz sokkal nagyobb az áramköri elemek, áramkörök méreteinél, ezért az áramköri paramétereket még **koncentrált** formában tudjuk leképezni (R, L, C). A passzív és aktív elemekből felépített áramkörök (szűrők, erősítők) négyfólúsként ábrázolhatók, koncentrált összetevőkkel (7.48. ábra). Szinuszos jelek esetében



7.48. ábra. Négyfólus koncentrált paraméterekkel

a négyfólust többféleképpen (megfelelő mennyiségekkel) lehet jellemezni, amelyekből hármat használnak gyakrabban:

- Z – **impedancia** paraméter rendszer szerinti egyenletek:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_{11} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 &= \underline{Z}_{21} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \underline{I}_2. \end{aligned} \quad (7.65)$$

- Y – **admitancia** paraméter rendszer:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{Y}_{11} \underline{U}_1 + \underline{Y}_{12} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 &= \underline{Y}_{21} \underline{U}_1 + \underline{Y}_{22} \underline{U}_2. \end{aligned} \quad (7.66)$$

– H – **hibrid** paraméter rendszer:

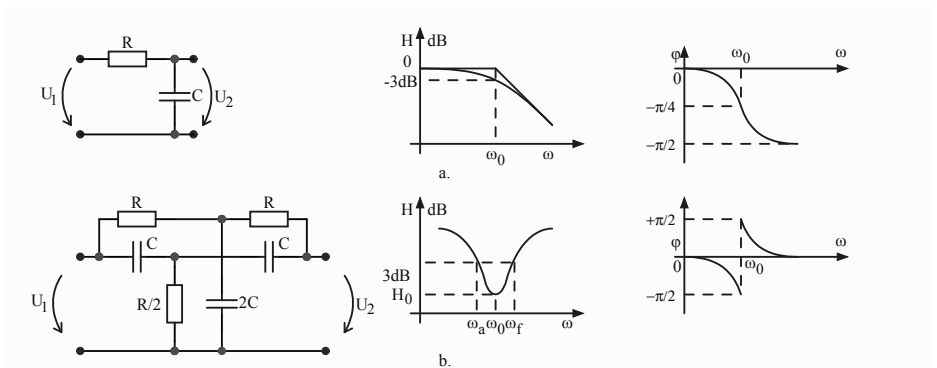
$$\begin{aligned}\underline{U}_1 &= \underline{H}_{11}\underline{I}_1 + \underline{H}_{12}\underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 &= \underline{H}_{21}\underline{I}_1 + \underline{H}_{22}\underline{U}_2.\end{aligned}\quad (7.67)$$

A paramétereket áram- és feszültséggenerátorok, valamint amper- és voltmérők segítségével lehet meghatározni adott frekvenciákon. A mérési folyamat nem automatizált.

A négypólus **átviteli karakterisztikáját** szinuszjel-bemenetre ($u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha)$) és hasonlóan harmonikus kimenetre ($u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + \beta)$), vagyis $\underline{U}_1 = U_1 \cdot e^{j\alpha}$ és $\underline{U}_2 = U_2 \cdot e^{j\beta}$ komplex mennyiségekre a

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)} \cdot e^{j(\alpha-\beta)} = H(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (7.68)$$

kifejezéssel határozzuk meg, ahol ω -val az átviteli jellemzők frekvenciafüggését jelöltük meg. A $H(\omega)$ az **amplitúdókarakterisztikát**, míg $\varphi(\omega)$ a **fáziskarakterisztikát** jelenti. Ezeknek ábrázolását külön-külön koordináta-rendszerben **Bode-diagramoknak** nevezzük. A frekvencia (körfrekvencia) tengelyét leggyakrabban logaritmikusan mérjük fel, míg az amplitúdótengelyt szintén logaritmikusan (decibel mértékegységekben) és a fázistengelyt lineárisan mérjük fel, mindezt azért, hogy nagy értéktartományt tudjunk ábrázolni. A 7.49. ábrán két egyszerű passzív szűrőt adunk meg kapcsolási rajzokkal és Bode-diagramokkal, ahol fontos adatként szerepel az



7.49. ábra. Passzív szűrők és Bode-diagramjaik: RC aluláteresztő szűrő (a); kettős T sávzáró szűrő (b)

ω_0 **törésponti körfrekvencia**, amelynél az amplitúdó $1/\sqrt{2}$ értékkel (vagyis $20 \lg(1/\sqrt{2}) = -3$ dB) különbözik a névleges értéktől.

Az RC **aluláteresztő szűrőnél** (7.49.a. ábra) az átviteli karakterisztika:

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (7.69)$$

Ennek az amplitúdóját a $H(\omega)$ modulusz adja:

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}, \text{ míg a fázist} \\ \varphi(\omega) = -\arctan(\omega RC).$$

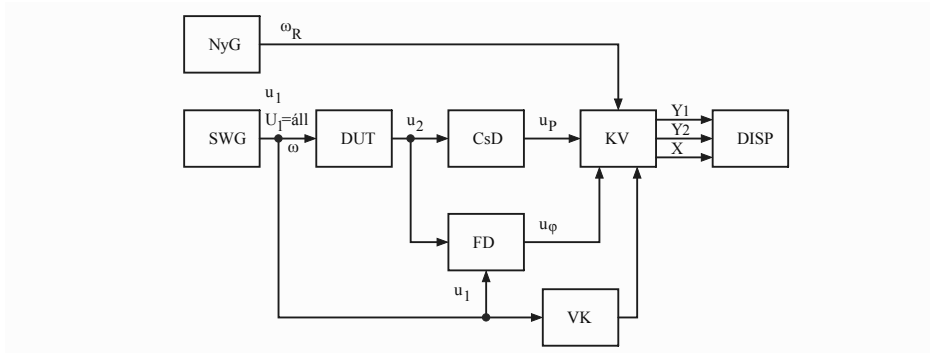
$\omega = 0$ értéknél $H(\omega) = 1$, míg az $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ frekvenciánál $H(\omega_0) = \frac{1}{\sqrt{2}}$ (decibelben számítva -3 dB), tehát ω_0 a törésponti körfrekvencia. A fáziskarakterisztika $\omega = 0$ -nál $\varphi = 0$ -ból indul, ω_0 -nál $-\pi/4$ és $\omega \rightarrow \infty$ zónában $\varphi = -\pi/2$.

A kettős T **sávzáró szűrőnél** (7.49.b. ábra) nem adunk számítási részleteket, de $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ körfrekvenciánál a bemenőjel elnyomása a legnagyobb (H_0) és a 3 dB-es értékváltozásnál találhatók az ω_a és ω_f , a záró frekvenciasáv alsó, ill. felső körfrekvenciái.

A középfrekvenciás **hálózatanalizátorok** lehetővé teszik a négy-pólusok átviteli karakterisztikájának az automatikus mérését és az amplitúdó-karakterisztika, illetve a fáziskarakterisztika kijelzését egy képernyőn.

A hálózatanalizátorok e családjának tömbvázlatát a 7.50. ábrán mutatjuk be.

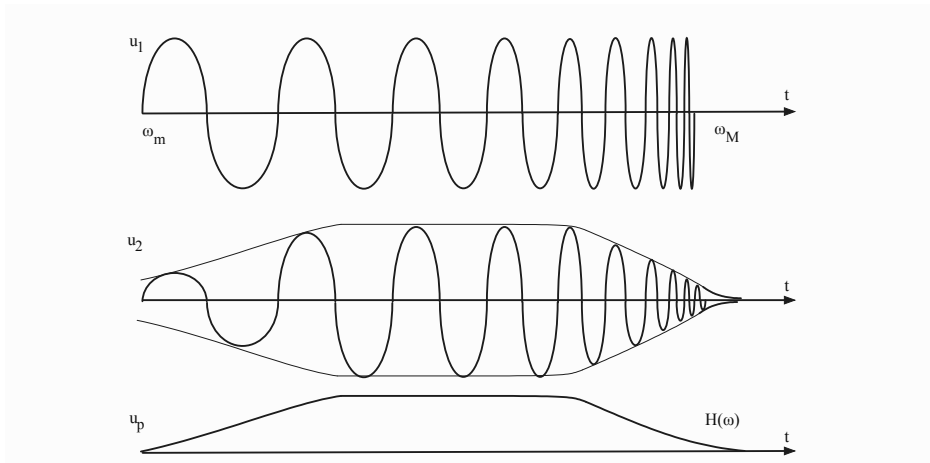
A mérendő négy-pólust (DUT – Device Under Test) az SWG sweepgenerátor folyamatosan változó ω körfrekvenciájú, állandó U_1 effektív értékű szinuszzel táplálja. A négy-pólus frekvenciafüggő, amplitúdó-modulált u_2 kimenő feszültségét egy CsD csúcsetektor segítségével az u_p (p – peak) burkológörbévé alakítja, ami a $H(\omega)$ amplitúdó-karakterisztikát adja meg. Ugyanazt az u_2 kimenő feszültséget egy FD fázisdetektorral (pl. fázis-érzékeny egyenirányító, ahol az u_1 a vezérlőjel szerepét tölti be – lásd az 5.4. alfejezetet) egyenirányítjuk, amely kimenő feszültsége, u_φ az u_1 és u_2 közötti fáziskülönbséget jellemzi és ezáltal a $\varphi(\omega)$ fáziskarakterisztikát adja. A két karakterisztikát egy DISP kijelzőn (katódcső, LCD képernyő) jelenítjük meg. Ennek az Y_1 (amplitúdó-karakterisztika) és Y_2 (fáziskarakterisztika) jeleit (ezek u_p és u_φ feszültségekkel vannak összefüggésben), amelyek a kijelző függőleges kitérését határozzák meg, valamint a VK vízszintes kijelzést meghatározó tömb hatására előállított X jelet a KV kijelzésvezérlő



7.50. ábra. Hálózatanalizátor négy-pólusok átviteli karakterisztikájának frekvenciatarománybeli mérése

állítja elő. A VK tömb generálja az ω frekvencia logaritmusával (\lg) arányos vízszintes kijelzést.

A sweepgenerátor frekvenciája beállítható az ω_m és ω_M alsó és felső frekvenciakorlátok pontosításával. A frekvenciaskála olvashatósága végett a műszer tartalmaz egy NyG nyomgenerátort, amely ismert ω_R frekvenciájával a DISP kijelzőn értelmezhető frekvenciaintervallumokat határoz meg.



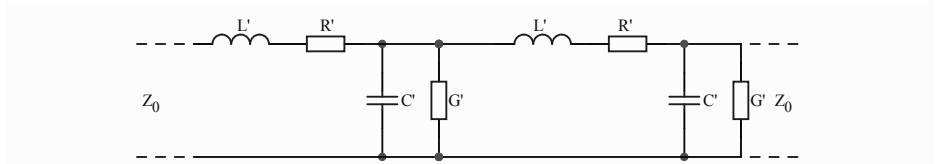
7.51. ábra. A sweepgenerátor szinuszjelének feldolgozási folyamata

A 7.51. ábrán érzékeltetjük a hálózatanalizátorban végbemenő jel-átalakításokat, kiindulva a sweepgenerátor u_1 feszültségéből (ez ω_m kezdő és ω_M végső frekvenciák között változtatja az állandó amplitúdójú u_1 szinuszt) az u_2 amplitúdómodulált DUT kimenőfeszültségen át a csúcsetektált (demodulált) u_p feszültségig. A vízszintes kijelzőmeghatározó (VK) segítségével az időtengely a DISP kijelzőn az u_p kijelzésénél ω logaritmikus frekvenciatengellyé alakul át [így u_p a $H(\omega)$ függvényt képezi le].

Ha a hálózatanalizátor csak a $H(\omega)$ amplitúdókarakterisztikát méri, akkor **skaláris** hálózatanalizátornak nevezzük, míg ha a műszer méri mindkét [$H(\omega)$ és $\varphi(\omega)$] karakterisztikát, akkor **vektor**-hálózatanalizátorról beszélünk.

7.8.3. Rádiófrekvenciás hálózatanalizátorok

Az 1 GHz fölötti elektromágneses hullámokat mikrohullámoknak nevezzük, ahol a hullámhossz azonos nagyságrendű vagy kisebb, mint a hálózati elemek, áramkörök mérete. Ebben a frekvenciatartományban (RF – rádiófrekvencia, amely a 7.3. táblázat szerinti részben UHF, SHF, EHF és THF frekvenciasávokat fedi) a hálózati paramétereket nem lehet koncentrált R, L, C értékekkel jellemezni, hanem elosztott paraméterekkel és gyakorlatilag az elektromágneses hullám terjedését és visszaverődését jellemző mennyiségekkel. Az ilyen áramköröket hosszú vonalaknak nevezik, és az áram/feszültség értéke változik az elosztott struktúra mentén.



7.52. ábra. Elosztott paraméterű átviteli vonal

A hosszú vonalakat egységnyi hosszra viszonyított az R' ellenállás (Ω/m), L' induktivitás (H/m), C' kapacitás (F/m) és G' keresztirányú konduktancia (S/m) paraméterekkel jellemezzük. Ezek alapján kifejezhetjük a γ **terjedési tényezőt**:

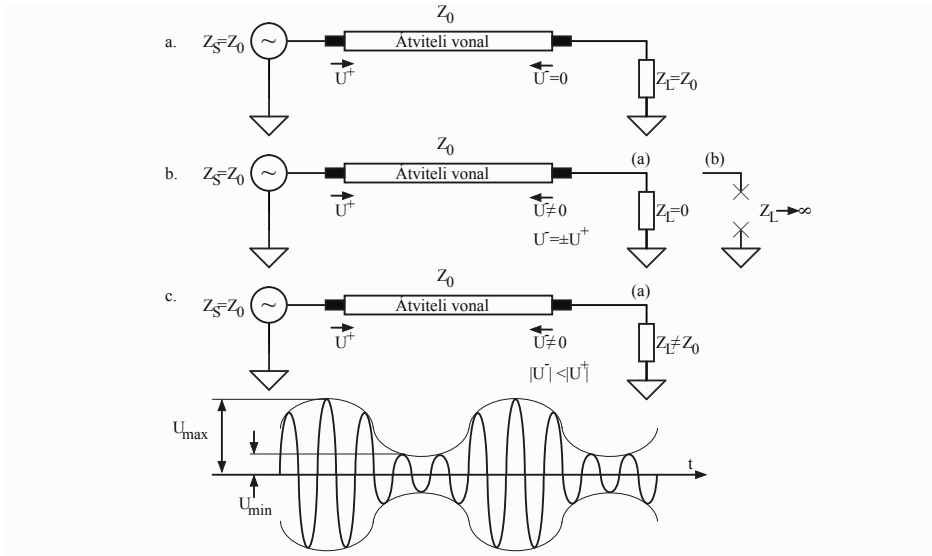
$$\underline{\gamma} = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + j\beta, \quad (7.70)$$

ahol α – csillapítási tényező és $\beta = 2\pi/\lambda$ a hullámszám (γ mértékegysége m^{-1}).

Ugyanezen paraméterekkel kiszámítható a vonal **hullámellenállása** (hullámimpedancia):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} [\Omega]. \quad (7.71)$$

Az átviteli vonal egy energiaforrás (impedanciája Z_S – source) és egy (vagy több) terhelés (Z_L impedancia – load) között hoz létre elektromágneses energiaszállítási kapcsolatot. Az elektromágneses hullám a forrástól a terhelés felé kell haladjon, de ez az impedanciáktól függően (Z_S, Z_L, Z_0) akár vissza is verődhet (reflektálódik). Így a hullámnak van U^+ a forrástól a terhelés felé (előre irány) és U^- a terheléstől a forrás felé (vissza irány) haladó összetevője. Példaként tekintsük egy Z_0 hullámellenállású átviteli vonalat (RF rádiófrekvencián a tipikus érték $Z_0 = 50 \Omega$), amelyhez egyik



7.53. ábra. Az előre és vissza irányú feszültség-hullámok különböző terhelések esetében

végén a szintén Z_0 impedanciájú Z_S jelforrás található (a forrás „illesztve” van a vonalhoz), míg a másik végén a terhelésnek (Z_L) néhány sajátossága esetét vettük fel (7.53. ábra):

- Ha a terhelés $Z_L = Z_0$ ellenállású, vagyis megegyezik a vonal hullámellenállásával (7.53.a. ábra), akkor a terhelés illesztve van a vonalhoz és az U^- reflektált hullám zéró értékű. Az előbbi illesztési kijelentés

($Z_L = Z_0$) helyes, ha az impedancia csak aktív összetevőjű (csak ellenállás). Ha Z_0 komplex szám ($Z_0 = R + jX$), akkor a terhelés illesztése $Z_L = Z_0^* = R - jX$ feltétel mellett valósul meg (Z_0^* a Z_0 konjugáltja).

- Ha a terhelési oldalon az átviteli vonal rövidre van zárva ($Z_L = 0$) vagy üresjáratban hagyva ($Z_L \rightarrow \infty$), akkor az U^+ hullám teljesen reflektálódik $\varphi = \pi$ fáziseltolással ($U^- = -U^+$) rövidzár esetében, illetve $\varphi = 0$ fázis eltolással ($U^- = +U^+$) üresjáratban (7.53.b. ábra).
- Ha a terhelés Z_L impedanciája különbözik a Z_0 hullámimpedanciától, akkor az U^+ bemenő hullám egy része továbbhalad a terhelés felé és egy része U^- -ként visszaverődik (7.53.c. ábra).

A harmadik helyzetből következik, hogy a hullám reflektálása a Z_L (egyszerűbben Z) impedanciától függ. Így bevezetjük a feszültség **reflexiós tényezőjét**:

$$\Gamma = \frac{U^-}{U^+} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \rho \cdot e^{-j2\beta l}, \quad (7.72)$$

ahol l a lezárástól mért távolság (a Z_L vonalzárásától), ρ pedig a reflexiós tényező modulusza.

Az előrehaladó és reflektált hullám állóhullámot hoz létre (7.53.c. ábra), amelynél a feszültség-hullám amplitúdója U_{min} és U_{max} között változik. Az állóhullám is Z impedanciafüggő, és ezt a σ **állóhullámaránnyal** (SWR – Standing Wave Ratio) jellemezzük:

$$\sigma = \text{SWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}. \quad (7.73)$$

Egy logikus következtetést tudunk levonni: ha ismerjük a Γ reflexiós tényezőt, akkor a (7.72) képletből kifejezhető a Z (Z_L) terhelésimpedancia:

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}, \quad (7.74)$$

vagyis a terhelés (az esetleg vizsgált elem – DUT) impedanciájának a méréséhez elegendő a Γ komplex értéke. A 7.54. ábrán bemutatjuk, hogyan lehetne és hogyan ábrázolják a valóságban a mérendő impedanciát.

A szokásos derékszögű sík koordináta-rendszerben (ROX sík) a $Z_L = R + jX$ impedanciát egy pontként jelenítjük meg, melynek abszcisszájában az R aktív összetevő, ordinátájában az X reaktív összetevő olvasható le. Ennek az ábrázolásnak a hátránya, hogy a $Z \rightarrow \infty$ esetet nem lehet megjeleníteni (7.54.a. ábra) és a Z_L frekvenciafüggését is nehéz követni.

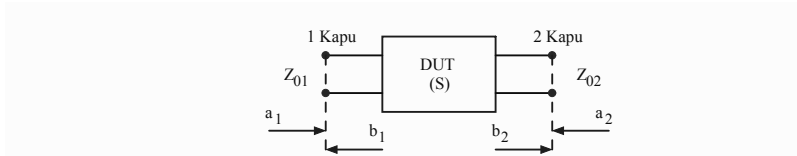
egyenleteket. Mindkét egyenlet egy-egy kör egyenlete az (U, V) síkban:

- a (7.76) egyenlet egy $U = \frac{r}{r+1}$, $V = 0$ középpontú és $\frac{1}{r+1}$ sugarú kört ad meg, ahol $r = R/Z_0$ paraméterként szerepel. Minden kör átmegy az $(1, 0)$ ponton, ahol $Z_L \rightarrow \infty$ (mert $R \rightarrow \infty$) a köröket R különböző értékeire rajzolják fel.
- a (7.77) egyenlet $U = 1$, $V = \frac{1}{x}$ középpontú és $\frac{1}{x}$ sugarú köröket jelent, ahol $x = X/Z_0$ paraméterként szerepel. Ezek a Smith-diagramon $X =$ állandó értékre köríveket jelentenek, külön $X > 0$ (induktív) és $X < 0$ (kapacitív) reaktanciákra.

Az (U, V) koordináta-rendszerben felrajzolt egységsugarú Smith-kör középpontja a $\Gamma = 0$ értékben van, vagyis a $Z = Z_0$ értékben (a visszaverődés nulla), hisz a Z terhelés illetve van a Z_0 hullámimpedanciájú átviteli vonalhoz.

A Smith-diagram tehát impedanciamodulusz és argumentuminformációt ad, ezt a kijelzőmódot is biztosítják a modern vektor típusú hálózatanalizátorok.

Rádiófrekvencián a feszültség és áram mérése helyett négypólusra kapcsolt volt- és árammérők helyett kétkapus elrendezésben a_i és b_i hullámparamétereket mérnek, az elektromágneses hullám áthaladó és reflektált összetevőinek a teljesítményén keresztül. Az így meghatározható értékeket **S szórású** (scattering) **paramétereknek** nevezzük (7.55. ábra).



7.55. ábra. Az S szórási paramétereinek bevezetése

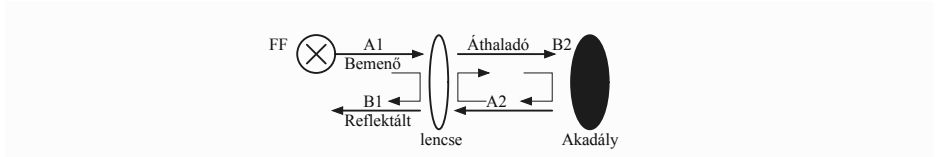
Az a_i , b_i , $i = 1, 2$ hullámparaméterek feszültség és impedancia kapcsolatát az

$$a_i = \frac{U_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}}; \quad b_i = \frac{U_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}}, \quad i = 1, 2 \quad (7.78)$$

összefüggések adják meg, ahol U_i^+ az i -dik kapun áthaladó feszültség, U_i^- az i -dik kapun reflektált feszültség, Z_{0i} az i -dik kapu hullámellenállása. A (7.78) képletből kivehető, hogy az a_i és b_i hullámparaméterek mértékegysége $W^{0.5}$.

A hullám haladó és reflektált összetevőinek szemléltetésére gyakran használják az elektromágneses hullám-fény analógiát (7.56. ábra), amely

szerint egy FF fényforrásból kibocsátott fény egy optikai lencsén halad át (ill. visszaverődik) és egy részben fényáteresztő homályos akadályra (testre) esik, amely szintén részben áteresztja a fényt, részben reflektálja.



7.56. ábra. Fény-elektromágneses hullám analógia szemléltetése

Elemezzük a négy hullámparamétert:

- A_1 a fényforrásból származó hullám (bemenő az 1. kapun, gyakran referencia);
- A_2 az akadálytól visszaverődő hullám (ez is bemenő hullám, a 2. kapu);
- B_1 az 1 kapuba reflektált hullám, amely részben az A_1 visszaverődéséből és A_2 áthaladásából tevődik össze;
- B_2 az A_1 áthaladott és A_2 visszavert hullámainak az összege.

A kétkapus szerkezetbe bemenő teljesítményt a

$$P_{be} = \frac{1}{2}(|a_1|^2 + |a_2|^2) [W], \quad (7.79)$$

míg a kimenő teljesítményt a

$$P_{ki} = \frac{1}{2}(|b_1|^2 + |b_2|^2) [W] \quad (7.80)$$

képletekkel lehet kifejezni.

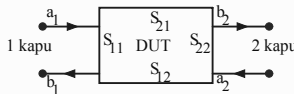
Az S paraméterek komplex lineáris mennyiségek (gyakran dB-ben mérik az amplitúdóikat), amelyek az alábbi egyenletrendszerben szerepelnek:

$$\begin{cases} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2, \end{cases} \quad (7.81)$$

ahol S_{ij} paraméterek első i indexe a célkaput jelzi (a jel kimenete), a j index pedig a jel rákapcsolási kapuját. Képletesen a 7.57. ábrán látható a szórás S paraméterek jelátviteli hatása. A (7.81) egyenletrendszerből kiolvashatók az S szórás S paraméterek meghatározási lehetőségei:

- $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$, vagyis a 2. kapu Z_0 -ban lezárva. A paramétert **bemeneti illesztettségnek** nevezzük.

- $S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$, szintén a 2. kapu illesztve és a paramétert **átvitelnek** nevezzük.
- $S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$, ami az 1. kapu Z_0 -ban lezárását jelenti és a paraméter neve a **visszahatás**.
- $S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$, ami a 2. kapu illesztése esetén igaz, a paramétert pedig **kimeneti illesztettségnek** nevezzük.



7.57. ábra. Az S szórási paraméterek jelképes hatása

Ezek elméleti meghatározások, mivel a tökéletes illesztés (pl. $Z_0 = 50 \Omega$) csak bizonyos frekvencián érhető el. Méréstechnikai gyakorlatban, széles frekvenciasávban a $\rho = |\Gamma| \leq -40$ dB alatti érték elfogadható illesztésként.

A kétkapus elektromágneses hullámú rendszerekben szereplő elemeket (DUT) kétféle mérési eljárással lehet jellemezni:

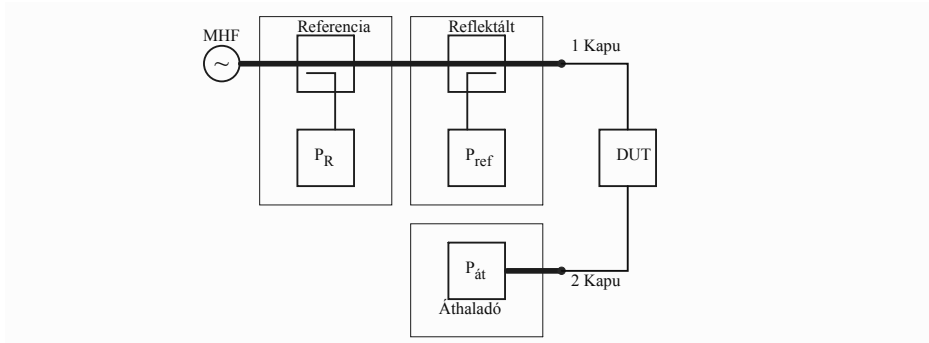
a) Skaláris hálózatelemző (SNA – Scalar Network Analyzer) műszerrel **csak** néhány **amplitúdófüggő** mennyiséget lehet mérni: reflexiótényező, átviteli tényező, jel-zaj arány és ezek frekvenciafüggése.

b) Vektor hálózatelemző (VNA – Vector Network Analyzer) műszerrel az S szórási paraméterek amplitúdó- és fázisinformációi alapján meghatározza a reflexiótényező, átviteli tényező, impedanciák, csoportkésés, állóhullám arány frekvenciafüggő értékeit, valamint nemlineáris jellemzőket, mint a harmonikusok, intermoduláció, sűrítés stb.

Arra a kérdésre, hogy hol van szükség mind az amplitúdó, mind a fázis információra, válaszként felsorolhatjuk:

- a lineáris RF hálózatokat teljeskörűen jellemezzük az S szórási paraméterekkel;
- a komplex impedanciák ismerete fontos az elemek illesztése szempontjából (a Smith-diagram);
- az RF hálózatok matematikai modellezéséhez szükségesek a komplex értékek;
- idő tartománybeli jellemzéséhez szükséges a komplex jelinformáció;
- vektorhiba-korrekciók végrehajtásához (pl. antennák hangolása) szintén kell a komplex jelinformáció.

Egy **skaláris hálózatelemző**ben (7.58. ábra) az MHF mikrohullámú jel-



7.58. ábra. Skaláris hálózatelemző (SNA) tömbvázlata

forrás referenciajel P_R teljesítményét egy irányított csatlakozóval lekapcsolt részből mérik, míg egy másik (szintén az 1. bemenő kapunál) csatlakozóval a reflektált jel P_{ref} teljesítményét mérik. A 2. kapunál a tesztelt elemen (DUT) áthaladó hullám P_{at} teljesítményét mérik. A mikrohullámú forrás frekvenciája sweepgenerátor jelleggel (állandó amplitúdó) valamely törvény szerint változik, így az SNA méri és kijelzi a DUT **átviteli tényezője**

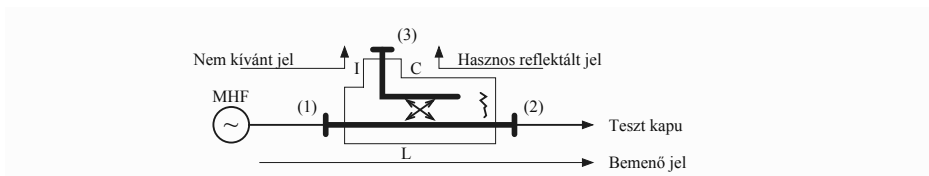
$$\tau = 10 \lg \frac{P_{at}}{P_R} \text{ [dB]} \text{ és} \quad (7.82)$$

a **reflexiós tényezője**

$$\rho = 10 \lg \frac{P_{ref}}{P_R} \text{ [dB]} \quad (7.83)$$

frekvenciafüggő diagramjait.

Az irányított csatlakozó olyan RF elem, amely képes különválasztani az egyik irányba haladó hullámot, amikor mindkét irányban létezik elektromágneses hullám terjedés. Egy reflektált hullámot lekapcsoló, háromkapus irányított csatlakozót ábrázoltunk a 7.59. ábrán. Az MHF RF forrástól



7.59. ábra. Háromkapus RF irányított csatlakozó

származik a bemenőjel a tesztkapuba, amely a csatlakozó kimenetéig teljesítményvesztéssel számolhat, amit az L **bekötési veszteség** (insertion loss) tényezővel jellemzünk.

$$L = -10 \lg \frac{P_{\text{kimenő}}}{P_{\text{bemeneti}}}. \text{ Jó, ha } L \leq 1 \text{ dB.}$$

A kívánt lekapcsolt, reflektált hullámot (ami hasznos) a C **kapcsolási tényezővel** (coupling factor) jellemezzük:

$$C = -10 \lg \frac{\text{lekapcsolt hullám teljesítménye}}{\text{teljes reflektált hullám teljesítménye}}.$$

Ennek értéke a gyakorlatban 10-20 dB.

Nagyon fontos a nem kívánt jel befolyása, amit az I **szigetelési tényezővel** (isolation) jellemzünk:

$$I = -10 \lg \frac{\text{nem kívánt jel teljesítménye}}{P_{\text{bemeneti}}}.$$

Jó csatlakozóknál $I = 30 \dots 40$ dB.

A **direktivitás** (D) az irányított csatlakozó egy átfogó mérete, amely kifejezi az elem képességét, hogy különválassza az előrehaladó hullámot a reflektált, fordított irányú hullámtól:

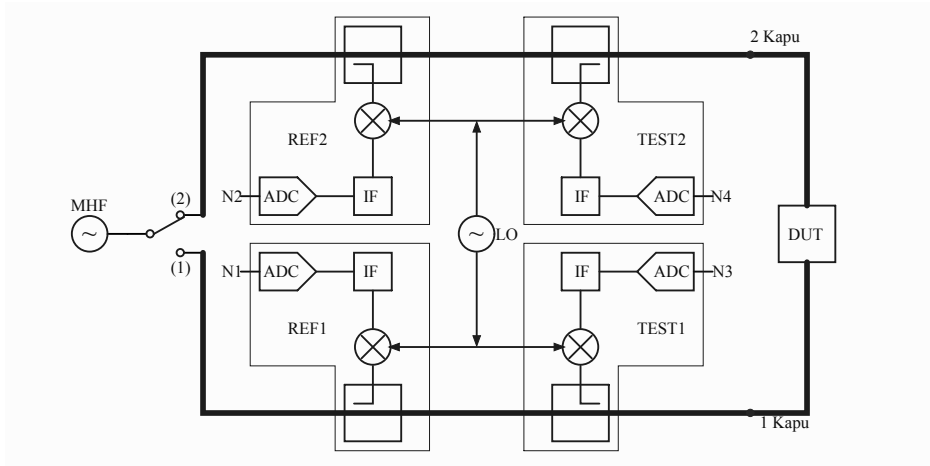
$$D = I - C - L. [dB] \quad (7.84)$$

Egy jelenlegi műszaki szintű **vektor hálózatanalizátor** (VNA) tömbvázlatát a 7.60. ábrán mutatjuk be. Mielőtt az analizátor működését elemeznénk, amelyben négy irányított csatlakozó és négy heterodines vevő szerepel, nézzük át a résztömböket.

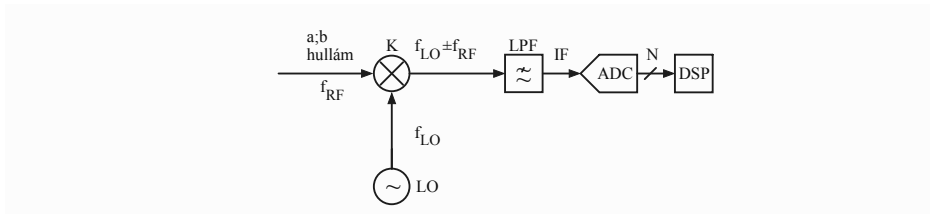
a) A mikrohullámú jelforrás (MHF) szinuszos f_{RF} frekvenciás hullámot állít elő, amelynek mind a frekvenciáját, mind a teljesítményét valamely szabály szerint sweep módban lehet változtatni, lehetőséget teremtve a tesztelt eszköz (DUT) frekvencia- és teljesítményfüggésének a vizsgálatára.

b) Az irányított csatlakozók szétválasztják a bemenőjelt a reflektált hullámtól, illetve leválasztanak egy kis töredéket a bemenőjeltől. Az így elkülönített jelt [a csatlakozó (3) kimenetén, 7.59. ábra] **heterodines vevő**be vezetik. A 7.61. ábrán a heterodines vevő működését ábrázoljuk, behozva a digitális jelfeldolgozás lehetőségét is.

A heterodin elvet már bemutattuk (7.3.1. alfejezet). Az f_{RF} frekvenciás hullám (ami lehet $a_{1,2}$ bemeneti vagy $b_{1,2}$ kimeneti és reflektált hullám)



7.60. ábra. VNA egy RF forrással és négy vevővel



7.61. ábra. Heterodines vevő az RF vektor hálózatanalizátorban

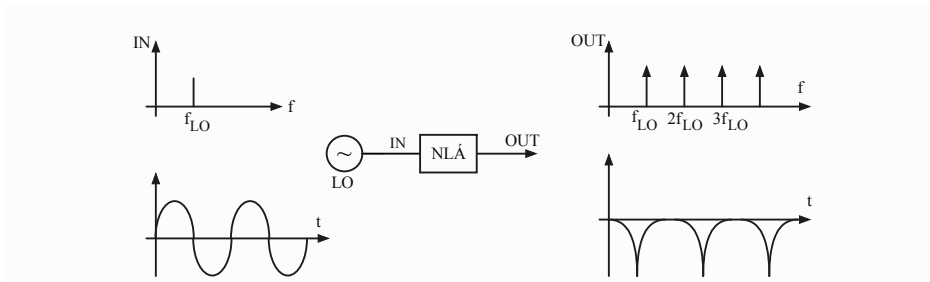
a K keverőben egy LO helyi oszcillátor (Local oscillator) f_{LO} frekvenciájú jelével szorzási művelet következtében a kimeneten $f_{LO} \pm f_{RF}$ frekvenciájú jelt állít elő, amelyből az LPF aluláteresztő szűrőn csak az $f_{LO} - f_{RF}$ frekvenciakülönbséget választja le. A műveletet frekvenciacsökkentésként említjük (downconvert). Az immár $f_{IF} \ll f_{RF}$ közbenső frekvenciájú (IF – Intermediate Frequency) feszültséget egy gyors ADC analóg-digitális átalakító bináris kódban értelmezhető mintákat vesz, amiket vagy tárol, vagy közvetlenül feldolgoz egy DSP jellegű digitális egységben (DSP – Digital Signal Processor).

Az LO helyi oszcillátor megválasztása egy külön tervezési kihívás. Lásuk, milyen megoldások lehetségesek?

b1) LO egy szélessávú oszcillátor, amely szinuszjelet állít elő. Az f_{LO} frekvencia közelről kell kövesse az f_{RF} frekvenciát. Ez a megoldás lenne az

ideális a zajkiszűrés és fázisviszony szempontjából, de egy ilyen LO oszcillátor nagyon drága.

b2) Mintavételes LO megoldás, ahol az LO oszcillátor ugyan f_{LO} szinuszjelt szolgál, de egy nemlineáris áramkör (NLÁ, 7.62. ábra) keskeny impulzusokat állít elő, amelynek a spektruma az f_{LO} folyamatos többszörösét tartalmazza.



7.62. ábra. Szemléltető a mintavételes LO vevő megoldásra

A mérendő f_{RF} jel és valamely $k f_{LO}$ harmonikus olyan frekvenciát eredményez, amely besorolható az LPF áteresztő sávjába. A mintavétel előnye, hogy a szinuszjelt előállító LO oszcillátor az RF jel frekvenciájánál sokkal kisebb frekvenciát kell szolgáltatson, így jóval olcsóbb az előbbi megoldásnál. Az impulzusos mintavétel hátránya, hogy a harmonikusok rangjának a növekedésével gyorsan csökken a harmonikus amplitúdója, így a magasabb harmonikusok nem használhatók az f_{RF} keverésére.

b3) Az LO nem szinuszjelt, hanem f_{LO} frekvenciájú **négyszögjelt** állít elő, amelynek csak páratlan számú felharmonikusai vannak. Ezek amplitúdója ugyan a harmonikus k rangjával fordított arányban csökken, de még elég nagy értékű ahhoz, hogy az f_{RF} -hez legközelebb eső összetevő keveredjen f_{RF} -fel.

A DSP processzor architektúrája a párhuzamos műveleteket segíti elő (egy órajel alatt összead, szoroz két számot), valamint számos algoritmust tartalmaz, amelyek mind a gyors jelfeldolgozást segítik.

Végül térjünk vissza a 7.60. ábrán látható VNA vektor hálózatanalizátorhoz, amely a DUT kétirányú tesztelését teszi lehetővé. Amikor az MHF hullámforrást az (1) helyzetben az 1 kapu felé irányítjuk, akkor az **előremutató** (F – Forward) mennyiségeket mérhetjük le: a_{1F} (ezt a REF1

vevő), b_{1F} (TEST1 vevő) és b_{2F} (TEST2 vevő). Az MHF (2) irányba terelésekor a **visszairányú** (R – Reverse) mennyiségeket mérhetjük (a 2. kapu a bemenet) a_{2R} (REF2 vevő), b_{2R} (TEST2 vevő) és b_{1R} (TEST1 vevő).

A négy vevő analóg-digitális átalakítói kimenetein az N_i ($i=\overline{1,4}$) számértékek a megfelelő mintákat jellemzik, és ezek alapján a VNA processzora (többek között DSP-je is) kiszámítja a szükséges amplitúdó-fáziszög információkat, innen meg a kívánt adatokat a tesztelt RF eszközről.

A VNA kijelezheti az átvitel és reflektálás bármely paraméterkombinációját (amplitúdó és fázis), az impedanciát Smith-diagramon, csoportkésleltetést, SWR-értéket, időtartományi összefüggéseket.

7.9. Digitális jelek és rendszerek mérése

A digitális áramkörök és rendszerek tervezése, kivitelezése és működése során elkerülhetetlen ezek mérése és tesztelése, ami az eddigiektől eltérő mérés technikai területet képez. A mérési folyamatban nem kell analóg-digitális (és D/A) átalakításokat elvégezni, hisz mind a mérendő mennyiségek, mind a mérőeszközök digitálisak. A fő problémákat a logikai értelmezés (pozitív vagy negatív logika), a logikai szintek illesztése, az órajelek frekvenciakorlátja jelentik.

A digitális áramkörök/rendszerek mérése két fő irányban történik:

a) Parametrikus mérések/tesztelések, amikor a logikai jel valós amplitúdó-idő jellemzőit mérjük: az impulzusok amplitúdója, élének jellemzői (felfutási és lefutási idők), impulzusszélesség, tranziens oszcillációk, feszültségtűlölések, impulzusterjedési idő, az élék helyzete stb. Az ilyen mennyiségek mérésére a legmegfelelőbb műszerek a digitális tároló oszcilloszkópok, amelyek 2-4 analóg csatornával rendelkeznek és bonyolult paraméteres mérésekre alkalmasak.

b) Funkcionális mérések, amely során az áramkör/rendszer logikai működésének helyességét vagy hibáit mérik. Itt nem érdekelnek a logikai jelek paraméterei, csak a bit/szó kombinációk, az adatátvitel hatékonysága, a hibák valószínűsége stb. Ezeket a méréseket a következő műszerek/eszközök segítségével végzik el:

- logikai analizátorok,
- mintagenerátorok,
- bithibamérők,
- protokollanalizátorok,

amelyeket a következőkben bővebben bemutatunk.

7.9.1. Logikai analizátorok

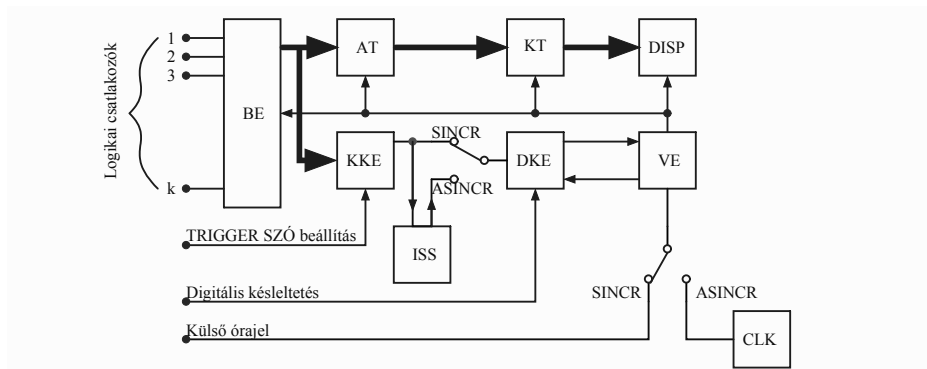
A logikai analizátor elektronikus mérőműszer, amely működésében némileg hasonlít a digitális tároló oszcilloszkóphoz, és számos digitális jel egyidejű felvételét, illetve elemzését teszi lehetővé időtartományban, állapotokban, számkódokban. A műszer különösen alkalmas több logikai jel/állapot időbeli viszonyának az elemzésére, az állapotkombinációk rendszerbeli megfelelésének a vizsgálatára.

A mai műszaki fejlődés szintjén a következő logikai analizátor funkcióit elvégző kivitelezések állnak rendelkezésünkre:

- **Önálló** logikai analizátorok (Stand Alone Logic Analyzer), amelyek egy keretben (dobozban) tartalmazzák a műszer minden funkcionális elemét: mintavétel, mintatárolás, kijelzés, triggermód-kiválasztás, órajel-kiválasztás, processzoros vezérlő- és feldolgozóegység, a műszer energiaellátását biztosító tápforrást.
- **Moduláris** logikai analizátorok, amelyek egy keretben több funkcionális modult tartalmaznak: egy vagy több jelcsatlakozó-modult, ami lehetővé teszi nagy számú logikai jel egyidejű elemzését, tápforrás-modult, vezérlő- és feldolgozómodult, kijelzőmodult. A fő előnye a nagy számú jel egyidejű felvétele és elemzése (akár több száz jel).
- PC/laptop jellegű számítógéphez kapcsolható **logikai analizátor modul**, amely USB soros interfészen keresztül kapja a táplálást (tehát nem rendelkezik saját tápforrással) és az adatátvitelt. Ezeknél jellemző az aránylag kis csatornaszám (legtöbb 32). A számítógép biztosít minden tápforrási, adattárolási, adatfeldolgozási és kijelzési (megjelenítési) lehetőséget.
- **Kevert jelű tároló oszcilloszkópok** (Mixed Signal Storage Oscilloscope) olyan oszcilloszkópok, amelyeknél lehetőség van a mintavételre az analóg-digitális átalakító kiiktatásával. Nyilván a műszerbe telepítik a megfelelő logikai analizátor szoftvert. Általában a digitális csatornák száma 16-ra korlátozódik.

Részletesen bemutatjuk az önálló logikai analizátort, amely minden funkcionális egységet tartalmaz (7.63. ábra).

A BE bemeneti egység küszöbáramköröket tartalmaz (egy-egy küszöbáramkör minden jelcsatornára), amelyek a bemenőjelek szintje alapján a logikai analizátor belső logikai szintjének megfelelő 0 és 1 bitértéket állítanak elő. A bemenetre a jeleket logikai jelcsatlakozókkal (jelszondák) illesztik. A bemenő logikai feszültség szintek beállíthatók mindkét előjelű feszültségre (általában legtöbb -6V...+6V határok között). A BE tömb



7.63. ábra. Logikai analízátor tömbvázlata

ugyanakkor minden csatornán mintavevő SH áramkört tartalmaz, amelyek egy időben vesznek mintát az összes működő csatornába érkező jelekből (és ezeket tárolják is a következő mintavételig). A digitális jelt mintavételező SH áramkörök sokkal gyorsabbak, mint az analóg feszültséget mintavételezők, hisz itt csak két feszültség szintet kell tárolniuk.

A bemeneti jelek (csatornák) száma tipikusan 24, 48, 64, 72, 96, de a csatornák száma felmehet akár 204-ig is.

A minták az AT adattárolóba jutnak, ahol érkezési sorrendben fognak a kimenetre is kerülni (FIFO jelleg). Kijelzés céljából van beiktatva a KT kijelzéstároló egység, amely az AT-ben tárolt adathalmazból csak azt az időszakaszt fogja tárolni, amelyet a DISP kijelzőn fog megjeleníteni.

A BE tömbben mintavételezett k hosszúságú bináris szót a KKE kombinációs kapcsolóegységbe is betáplálják, ahol a bináris szavaknak a trigger szóval való összehasonlítása által jön létre a szinkron mintavétel indító/mintavétel befejező impulzus. A DKE digitális késleltetőegységben jön létre a VE vezérlőegységet befolyásoló jel, amely során végbemehet a mintavételzárás (Post Trigger) hatása.

Az ISS impulzusszélesség szűrő beiktatásával aszinkron vezérlési módot is be lehet iktatni.

Az órajel, amellyel a mintákat vesszük, jöhet kintről, vagyis a vizsgált digitális rendszerből, amikor szinkron mintavételezést említünk és a mintavételezés az órajel élénél történik. De lehet folyamodni az analízátor saját, beépített CLK órajeléhez, amikor a vizsgált rendszerrel aszinkron módon gyűjtik a mintákat. De a belső órajel fontossága nem a mintavételkor döntő,

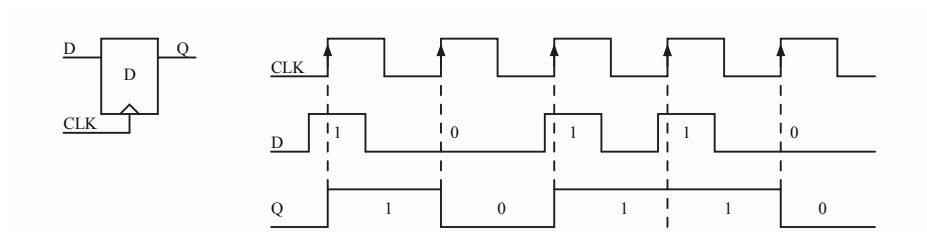
hanem a jelek kijelzésekor, amikor a nyugodt elemzéshez a mintavételezésnél jóval lassúbb ritmusban lehet a KT tartalmát letölteni.

A triggerelés többségében az éppen mintavételezett adatból származik, amikor az adatszó megegyezik egy referenciaszóval. A következő triggerelési módok léteznek:

- **elő- és késleltetett triggerelés** (0...50% között), amikor a trigger impulzus beindítja az adatáramlást, és az AT adattár feltöltése utáni adatok kerülnek kiértékelésre;
- **utó- és késleltetett triggerelés** (0...50% között), amikor az adatrögzítést a triggerelés lezárja, és az eddig gyűjtött adatok kerülnek kiértékelésre;
- **speciális triggerelés**, ahol láncolható feltételekhez köthető az adatrögzítés: egyedi adat figyelése, adattartomány figyelése (ciklusok vizsgálata);
- **interaktív triggerelés**, amikor a rendszert aszinkron hálózatról szinkron triggerelik.

A logikai analízátor több kijelzési módot biztosít, amely lehetőséget teremt a digitális rendszer működésének áttekintésére:

- **Időbeli kijelzés** (ütemdiagram) a csatornákon bejövő jelek egy részének egyszerre való megjelenítését jelenti (0 és 1 impulzussorozatok időbeli változásainak a diagramjai). Ez a kijelzési mód a legáltalában mutatja az egyes események közötti kapcsolatot. Példaként egyszerű D tároló jeleinek időbeli kijelzését mutatjuk be a 7.64. ábrán, ahol látható a bemeneti D adatnak a Q kimenetre való átvitele a CLK órajel pozitív élén.



7.64. ábra. Logikai analízátor képernyője egy D tároló jeleinek időbeli megjelenítésekor

- **Állapotkijelzés**, amely a csatornák jeleinek állapotait csoportosítja bizonyos kombinációban, és a bitszortokat megjeleníti hexadecimális, oktális, bináris vagy decimális számok sorozata alakjában.

A tesztelt rendszert követő és elemző személy vagy rendszer ebből az állapotsorozatból észlelheti az esetleges rendellenes állapotokat.

- **Mnemonik állapot** kijelzés, amely adott mnemonik alapján értelmezi a rögzített szavakat.
- **Grafikus** kijelzési mód, amely a memóriacímek gyakoriságát jelzi ki.

Már említettük a bemeneti jelcsatornák lehetséges számát. Említsük meg a mintavételi frekvenciát is, ami akár 4 GHz is lehet (250 ps mintavételi periódus), amellyel az 1 ns szélességű impulzusok is elkülöníthetők.

A jelek vizsgálatát megtoldhatják a szemdiagramok kijelzésével, amelyek már inkább az oszcilloszkópra jellemzőbb alkalmazás.

7.9.2. Digitális mintagenerátorok

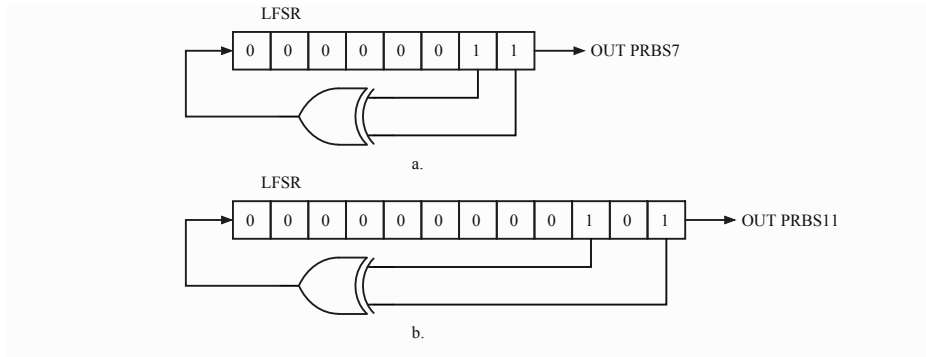
A mintagenerátorok (Pattern Generator) olyan elektronikus eszközök, amelyek jól meghatározott bináris szavakat hoznak létre, hogy ezeket valamely vizsgált eszközbe/rendszerbe (DUT – Device Under Test/SUT-System Under Test) elemezhesük a DUT/SUT funkcionális működését.

A bináris szavak szélessége (a szó bitszáma), valamint a szavak időbeli sűrűsége (a bitfrekvencia) tág keretek között változtathatók.

Az egyes bitek előállítására a leghasználtabb eljárás a pseudo-véletlen bináris szekvenciák – PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) generálása, amelyről már tettünk említést a 7.6.3 fejezetben a zajgenerátorok kapcsán. De itt nem a léptető LFSR (Linear Feedback Shift Register) regiszter párhuzamos kimenetét használjuk fel, hanem a visszacsatolási bemenettől legtávolabbi regiszterelemet. A pseudovéletlen sorozat előállításához az LFSR léptetőregiszternek legkevesebb két egybites tárolójából kizáró vagy kapuval (XOR) kell létrehozni a visszacsatoló bitet. A visszacsatolást létrehozó egybites tárolókat polinomokkal fejezik ki, amelyeket szabványok szögeznek le.

Példának a 7.65. ábrán két szabványos PRBS generátor vázlatát mutatjuk be:

- A PRBS7 polinomja $P(x) = x^7 + x^6 + 1$ (7.65.a. ábra). A legnagyobb hatványú tag a LFSR jobb szélső elemét jelenti, ahol a bitfolyam fog kimenni a generátorból. Az egybites tárolók száma $7 + 1 = 8$, ugyanis az x^0 tagnak a bal szélső elem felel meg, ahol a visszacsatolást kapcsoljuk a léptetőregiszter bemenetére. Az LFSR regiszterben legalább egy elem egyes értékű bitet kell tartalmazzon. Az ábrán épp az x^7 és x^6 elemet jelöltük be 1 bitértékkel. A kezdeti kombinációt „mag”-nak nevezzük. Ez a mag lehet bármely szám a

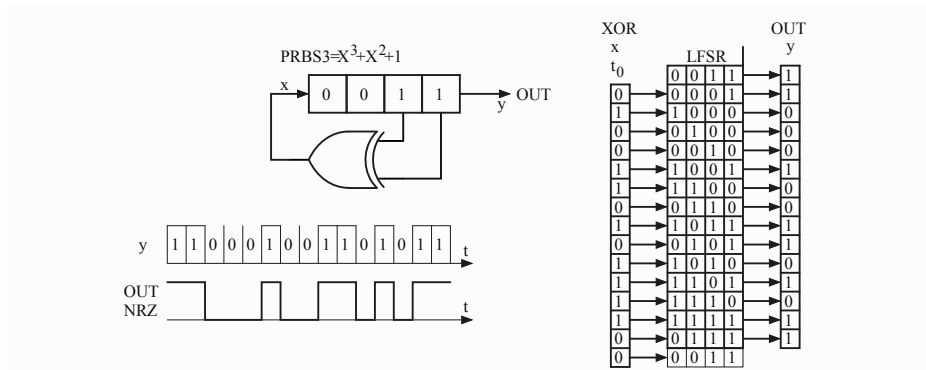


7.65. ábra. A PRBS7 és PRBS11 pszeudóvéletlen bináris generátorok felépítése

($2^{7+1} - 1 = 255$) bitkombinációból, amit a PRBS7 generátor előállít egy pszeudóvéletlen szekvencia során.

- A PRBS11 polinomja $P(x) = x^{11} + x^9 + 1$ (7.65.b. ábra), aminek megfelelően az LFSR regiszter $11 + 1 = 12$ egybites tárolóból tevődik össze, a visszacsatolás pedig az x^{11} és x^9 elemekből jön létre. Megint „mag”-nak tetszőlegesen az x^{11} és x^9 elemeket vettük 1 bit értékűnek, de ez lehet bármely szám a $2^{12} - 1 = 4095$ bitkombináció közül.

A pszeudóvéletlen bináris szekvencia előállítására egy harmadfokú polinomra [$P(x) = x^3 + x^2 + 1$] alapozott 4 elemes LFSR léptetőregiszteres PRBS3 példát adunk (7.66. ábra).



7.66. ábra. PRBS3 pszeudóvéletlen bináris szekvenciákat előállító generátor

PRBS k	Polinom	Szekvenciahossz $2^k - 1$ (bit)	Szabvány
PRBS7	$x^7 + x^6 + 1$	255	
PRBS9	$x^9 + x^5 + 1$	1023(\sim 1kb)	ITU-T 0.150.5.1 IEEE 802.3.49
PRBS10	$x^{10} + x^7 + 1$	2047(\sim 2kb)	
PRBS11	$x^{11} + x^9 + 1$	4095(\sim 4kb)	ITU-T 0.150.5.2
PRBS13	$x^{13} + x^{12} + x^2 + x + 1$	16383(\sim 16kb)	IEEE 802.3.94.3.10.8
PRBS15	$x^{15} + x^{14} + 1$	65535(\sim 65kb)	ITU-T 0.150.5.3
PRBS20	$x^{20} + x^3 + 1$	2097151(2Mb)	
PRBS23	$x^{23} + x^{18} + 1$	16777215(\sim 16Mb)	ITU-T 0.150.5.6
PRBS31	$x^{31} + x^{28} + 1$	4294967295(\sim 4Gb)	ITU-T 0.150.5.8 IEEE 802.3.49.2.8

7.6. táblázat. Szabványos PRBS polinomok

A fenti példákból kiindulva a visszacsatolást az x^3 és x^2 elemekből vesszük le. A szélső jobb elemekből jön ki az OUT pszeudovéletlen bináris szekvencia (y), míg a bal oldali első elembe a visszacsatolás biteje lép be (x). „Mag” állapotnak az ábrán látható 0011 állapotot vettük. A táblázatban minden sor az egy új órajel alatt végbemenő állapotokat mutatja be. A pszeudovéletlen szekvencia $2^4 - 1 = 15$ bit hosszú, ami a 16-dik órajelnél előlről kezdődik. A kimeneten az $y(t)$ bitsorozatot kapjuk, amelyben 2^{K-1} egyes és $2^{K-1} - 1$ nullás bit van, ahol K a regiszter hossza. Tehát a bináris szekvencia hossza általában $2^K - 1$, ahol $K = k + 1$ és k a polinom foka. A 7.6. táblázatban megadunk néhány szabványos PRBS polinomot és a pszeudovéletlen bináris szekvencia hosszát.

A pszeudovéletlen bináris szekvenciák nagy előnye, hogy véletlenszerűsége ellenére a szekvencián belül prediktibilis állapotok vannak, aminek során előre látható a bitek értékeinek a következő állapota, és így a tesztelt eszköz/rendszer választát is előírhatjuk.

Nyilván a PRBS generáláson kívül még léteznek más nyomú bináris számsorozatok, akár más szabványokban pontosítottak, akár a felhasználó által felépített nyomkombinációk.

A nyomgenerátorokat 4-8 differenciálkimenettel (Double Ended) vagy 8-16 testreferenciás kimenettel (Single Ended) gyártják. Minden egyes kimenetre egy PRBS kimenete szolgáltatja a pszeudovéletlen bitsorozatot.

8-16 kimeneten tehát **8-16 bit szélességű bináris szót** kapunk, amelyet párhuzamosan be lehet táplálni a tesztelt eszközbe/rendszerbe.

Például egy Agilent nyomgenerátor (Pattern Generator) 8 differenciál/16 testezett kimenőcsatornán állít elő pl. PRBS (pl. 7.6. táblázat szerint) vagy más szekvenciákat akár 64 Gbps szósebességgel. Ha a 4-4 csatornát egy-egy multiplexelő egységbe terelik, akkor egycsatornás $8 \times 64 = 512$ Gbps bitsorozatot képes előállítani. A példát csak azért adtuk, hogy felmérhessük a digitális jelsebességeket a mai számítási/távközlési eszközökben.

7.9.3. Bithibamérő eszközök

Digitális jelátviteli rendszerekben, hálózatokban az adott és vett jelsorozat elemei eltérhetnek egymástól. Ha az adott és vett jelsorozat egy elemi jele (bitje) eltérő értékű, **bithibáról** beszélünk. A bithibák átviteli csatornákon fellelhető okokból származhatnak, mint a torzítás okozta szimbólum közti áthallás, zavaró jelek, antennaillesztések, a fading jelenség, amelyek azt eredményezik, hogy a vevő hibásan dönthet a bit értékéről.

A hibás biteket a **bithibaarány**al (BER – Bit Error Ratio) fejezzük ki:

$$\text{BER} = \frac{\text{Hibás elemi jelek száma}}{\text{Összes vett elemi jel száma}}. \quad (7.85)$$

A BER definíció szerinti mérésekor a mérőkészülék (BERT – Bit Error Ratio Tester) adórésze folyamatosan ismert vizsgáló jelsorozatot (PRBS) küld az átviteli vonalra. A vétel helyén a vett jelsorozatot összehasonlítják a helyben előállított vizsgáló jelsorozattal. A vett összes bitet és az eltérő (hibás) bitet megszámlálják, és a BER-t kiszámíthatják a 7.85. képlettel.

A bithibaarány-teszter (BERT) külső mintagenerátort vagy beépített mintagenerátort használ bemenő jelsorozat előállítására. A PRBS mintákon kívül még sok forgalomban lévő minta létezik, mint a QRSS (Quasi Random Signal Source), 3 in 24, 1:7, Min/Max, All Ones, 2 in 8, Bridgetop stb. Egy bithibaarány-teszter főbb részei:

- mintagenerátor, amely előállítja és továbbítja az előre meghatározott bitsorozatmintát a vizsgálandó eszköz/rendszer felé;
- hibadetektor, amely számolja a vevő oldalon a hibás elemi jeleket (biteket);
- órajel-generátor, amely szinkronizálja a mintagenerátort és a hibadetektort;
- digitális kommunikációs analízátor, melynek monitorán a jelek formája is vizsgálható (szemdiagram);

- elektromos-optikai (és optikai-elektromos) átalakító, mely lehetővé teszi optikai kommunikációs rendszerek vizsgálatát is.

Az előbb leírt tesztelést az élő forgalom kiiktatásával végzik el, és általában a rendszer működésbe hozása előtt történik. Ilyen BERT mérőrendszert alkalmaznak a következő rendszereknél:

- félvezető áramkörök jellemzése;
- BER- és jittermérés;
- szemdiagramok elemzése és maszkok elhelyezése;
- műhold távközlési rendszerek funkcionális tesztelése;
- wireless távközlési rendszerek funkcionális tesztelése;
- fényszálas összetevők és rendszerek tesztelése;
- előremutató hibajavítás felmérése.

Az **élő adatforgalom** továbbítása kódoltan, keretezetten történik. Ha a keretben csak egy bit is hibás, az egész keretet hibásnak tekintjük. Az élő adatforgalomban is lehet és kell vizsgálatokat végezni, anélkül, hogy mintajelforrást alkalmaznánk. Az ilyen körülmények közt végrehajtott hibafigyelések a következő digitális adatátviteli jellemzőket eredményezik:

- **kódhiba**, amelynél a vett jelben a vonal kódolási szabálysértéseit számoljuk (fizikai réteg);
- **kerethiba**, amikor a keretben a keretszinkron kódszóban fellépő hibákat számoljuk. Lényegében itt mintavételes bithibaarány-mérés történik, amely időben egyenletes eloszlású bithibák esetén ugyanolyan jó eredményt ad, mint a folyamatos BER bithibaarány mérés;
- **CRC-hiba**, amikor a hibás CRC-kereteket számoljuk (a CRC – Cyclic Redundancy Check egy csatornakódolási eljárás).

A bithibaarány önmagában nem jelent túl sokat a vizsgált távközlési összeköttetés minőségének kiértékelésében, de ennek alapján az ITU szervezet G.821 előírásaiban szerepelnek a következő, jól értelmezhető jellemzők (64 kbps átviteli sebességre vonatkoztatva, de létezik adatátalakítás nagyobb sebességekhez):

- **hibamentes másodpercek** (EFS – Error Free Seconds) – azon másodpercek száma, amelyben nem volt hiba;
- **hibás másodpercek** (ES – Errored Seconds) – azon másodpercek száma, melyben kevés hiba volt. A G.821 szerint az $ES \leq 8\%$ az összes másodpercekből, amelyen belül az összeköttetés megfelelő volt (tehát $EFS \geq 92\%$);
- **súlyosan hibás másodpercek** (SES – Severly Errored Seconds) – azon másodpercek száma, amelyben sok bithiba volt. A sok bithiba

azt jelenti, hogy az adott időintervallumban BER rosszabb, mint 10^{-3} (ez az esetek kevesebb mint 0,2%-ában fordulhat elő);

- **csökkent értékű percek** (DM – Degraded Minutes) – azon percek száma, amelyeken belül a BER rosszabb 10^{-6} -nál. Az előírás szerint ezekből a percekből kevesebb kell legyen 10%-nál.

A bithibaszámlálást fel kell függeszteni, ha a BER tartósan nagyon rossz, ekkor a vizsgált összeköttetés használhatatlan.

Visszatérve a BER mérőműszerekhez (BERT), nézzük meg, milyen fő funkciók érhetők el:

- a beépített órajelforrás nagyon pontos időzítéseket biztosít;
- beállítási lehetőségek az amplitúdó, ofszet, logikai küszöb esetében;
- a differenciális és testelt végű I/O csatlakozások lehetőséget biztosítanak sok szabványos buszrendszerbe iktatáshoz;
- BER méréssel kijelzi az EFS, ES, SES paramétereket, kimutatva a rendszeres és a véletlenszerű hibákat;
- szemdiagramok megjelenítésével mérhető/elemezhető a digitális jel valós paraméterhalmaza.

A bitszintű (innen keretszintű) hibák mérésén túl még szükséges egy mérési/tesztelési eljárás rendszer, amit a **protokollanalizátorok** végeznek el. Ezek már nem műszerek, hanem számítógép alapú komplex rendszerek, amelyek a különböző szabványos kommunikációs, adatátviteli, buszjellegű digitális csatornák protokolljainak a pontos betartását elemzik. Ezek már nem képezik a méréstechnika témakörét.

8. fejezet

Virtuális mérések

8.1. Elektronikus mérőműszerektől a virtuális mérőrendszerekig

A 6. és 7. fejezetben bemutattuk az analóg jelek átalakítási eljárásait és a digitális mérőeszközök néhány példáját. Az utóbbiaknál jeleztük, hogy a digitális (bináris kódolású) mérési információt át lehet vinni számítógépes mérőrendszerbe szabványos interfészek segítségével. A számítógép sok olyan lehetőséggel rendelkezik, amelyek önálló mérőműszerekbe vannak beépítve az egyéni vezérlő és tároló összetevőkbe: tárolás, kijelzés, adatfeldolgozás, kommunikáció. Ha nagyobb kiterjedésű jelenségrendszerben sok összefüggő mennyiséget mérünk, előáll az igény ezen részmennyiségek egy-egy feldolgozására, koordinálására, összefüggő értelmezésére. Az egyedi digitális mérőegységek beszerzése közös vezérlő/feldolgozó számítógép felügyelete alá általános vagy specifikus szoftverrel vezetett el az úgynevezett **virtuális mérésekhez** és mérőrendszerekhez (VI – Virtual Instrumentation).

A virtuális mérőrendszerek sokkal általánosabbak, mint csak villamos jellegű mennyiségeket mérő műszerek adatainak a feldolgozása. A természetben, környezetünkben, technológiai folyamatokban létező jelenségek mennyiségileg jellemezhető tulajdonságai érzékelőkkel mind átalakíthatók digitális mérési információvá, és ezáltal a virtuális mérőrendszerek a természetünkben villamos mennyiségek mellett a nem villamos mennyiségek feldolgozását is lehetővé teszik. A VI-rendszerek lehetnek csak mérési adatok koordinálására és feldolgozására kialakítva, de a leggyakoribb VI-rendszerek mérési és folyamatirányítási célokat szolgálnak.

A virtuális mérőrendszerek érzékelők, hardver- és szoftvertechnológiák összessége, amelyek rugalmas és bonyolult mérési, szabályozási és monitorizálási célra vannak kialakítva. A VI fogalma a mikroproceszorok megjelenésével kezdett kialakulni, ugyanis lehetőség nyílt a műszerek funkcióinak szoftver segítségével való könnyed átalakítására. Ezáltal a műszergyártók által előírt mérési és adatfeldolgozási lehetőségeket felváltotta az alkalmazásnak megfelelő struktúra kialakítása a felhasználó céljainak megfelelően.

E fejezet célja röviden bemutatni a virtuális mérések és mérőrendszerek alapvető elemeit, szerkezetét, tulajdonságait és kezelhetőségének az eljárásait, terjedelmesebb bemutatásukra más könyvben kerül sor adatgyűjtő rendszerekkel összefüggésben.

8.1.1. A VI történetének rövid áttekintése

A virtuális mérések alapját a villamos mérések és a bármely mennyiség átalakításának lehetősége villamos mennyiséggé képezi. A műszaki fejlődés során megfigyelhető a mérőműszerek, -berendezések rugalmasságára és beállíthatóságára való törekvés. Kezdetben kézi vezérlésű, gyártó által kialakított, villamos mérőeszközök voltak. Innen az út a mai számítógép-vezérelt, felhasználó által kialakítható mérőrendszerekig folyamatos, bonyolult, de célratörő volt. A mérőrendszerek fejlődésében kivehetők a következő állomások:

- analóg mérőeszközök, mérő- és szabályozórendszerek;
- digitális mérőeszközök;
- adatgyűjtő és adatfeldolgozó eszközök (digitális);
- általános számítástechnikai eszközökkel vezérelt adatgyűjtő és -feldolgozó rendszerek;
- megosztott virtuális mérőrendszerek.

Az első lépést az analóg elektronikus mérőeszközök jelentették, mint az analóg oszcilloszkóp, voltmérők, torzításmérők stb. Ezek mind rögzített funkciókkal rendelkező eszközök voltak és tartalmazták a tápforrást, analóg jelfeldolgozó tömböket, kijelzőt. Kézi beállításokkal rendelkeztek, a kijelzés skálás mutatón, képernyőn, papíron jelent meg. A mérési adatok további feldolgozása már nem a műszerhez kötött, hanem kézileg, személyek által végzett számításokat, táblázatokat, műszerbeállításokat jelentett. Szintén ehhez a stádiumhoz köthető az ipari szabályozástechnika szükségleteire kifejlesztett eszköztár: relék, értékkorlátozók és beavatkozó eszközök, amelyeket a PID (proporcionális, integratív, derivatív) folyamatszabályzók

kora követett. A PID-szabályzók bevezetése lehetővé tette a mérési folyamat bizonyos fázisainak nagyobb rugalmasságát és automatizálását.

A digitális technika fejlődésével (tranzisztor, integrált áramkör, mikroprocesszor) lehetővé vált a jelek digitalizálása, amelyet már követhetett az adatok tárolása, feldolgozása és bonyolultabb szabályozási algoritmusok kialakítása és döntések hozatala. Ezek a műszerek, eszközök még egyedülállóak, a gyártó által leszögezett funkciókkal, és a beépített processzorok még nem képesek valós időben történő jelfeldolgozásra.

A következő lépés a számítógép-vezérelt mérőrendszerek kialakítása, amely lehetőséget teremtett több mérőeszköz bekötésére egy vezérlő számítógéphez az erre a célra kifejlesztett vagy általános interfészekkel: az eszközök és a számítógép között vagy a mérőegységek között közvetlen adat- és vezérlő kapcsolat jött létre. Az első nagy lépést a Hewlett-Packard cég által kifejlesztett HPIB (Hewlett Packard Instrumentation Bus) interfész jelentette, amely 1972-ben lett nyilvános. Ezt a párhuzamos adatközlő interfészt később világszerte elfogadták, és mai napig GPIB (General Purpose Instrumentation Bus) név alatt közismert és alkalmazott. Kezdetben a számítógép offline mérőrendszert alakított ki, ahol a mért adatokat feldolgozta és tárolta. Az általános számítógépek sebességének exponenciális növekedésével lehetővé vált a mérések elvégzése valós időben. Új szabványok jelentek meg a nagy sebességű számítógépek felhasználhatóságára, valós idejű mérési és szabályozási eljárások elvégzésére. A számítógépeket ellátták a mérési folyamatokat biztosító hardverelemekkel és az ehhez szükséges általános szoftverrel. Az általános számítógépek előnye az alacsony ár, hozzáférhetőség és szabványosítás. De mindezen előnyök mellett a számítógép használata mérési és szabályozási célokra nem volt könnyen hozzáférhető.

Kezdetben a legtöbb mérést és szabályozást célzó programot BASIC nyelvezetben írták, mivel ez volt a legelterjedtebb. A mérő- és szabályozórendszer-fejlesztők jó programozók kellett legyenek, de egy időben a szakterület jó ismerői is. Egy nagy lépést a virtuális mérőeszközök felé az 1986-ban megjelent LabVIEW 1.0 személyi számítógépre telepíthető platform jelentette, amelyet a National Instruments cég fejlesztett ki. A LabVIEW (**L**aboratory **V**irtual **I**nstrument **E**ngineering **W**orkbench) grafikus felhasználói interfészt és vizuális programozási eljárást vezetett be a számítógépes mérőrendszerek kialakításába, ezáltal egyesítve az egyszerű interfészkezelést és a számítógépek növekvő képességeit. Ezáltal a virtuális mérőrendszerekben, ahol a műszer kevésbé függ a dedikált hardverétől, a felhasználó a saját számítógépén építi fel az általa elképzelt

mérő/szabályozórendszerét. A mérőműszergyártók azt a hardvereszköztárat termelik és árusítják, amit a felhasználó az általános termékforgalmazó piacon nem tud beszerezni.

A megosztott virtuális mérőrendszerek megvalósíthatók lettek a helyi és általános számítógép-hálózatok fejlesztésével. Immár ha a mérőrendszerek számítógép-irányítottak, akkor a távközlés és a hálózatok technológiai fejlődésével lehetővé vált a virtuális mérőrendszerek fizikai (térbeli) elosztása. Így létrejöhettek orvosi, környezetfelügyeleti, villanyhálózat-felügyeleti stb. megosztott virtuális mérőrendszerek. Ezek megvalósítására rendelkezésre állhatnak az internet, magánhálózatok, mobilhálózatok, ahol a valamelyikhez való csatlakozás ár és teljesítmény mérlegelésének az eredménye.

Az aktuális követelményekhez igazodva a virtuális mérőrendszerek szükségszerűek a tervezés, gyártás, fejlesztés, felhasználás folyamatának gyorsan alkalmazkodó, rugalmasan átalakítható képessége miatt.

A VI-rendszerek fejlesztésének kezdeti szakaszában sok műszaki akadály volt:

- sok típusú interfész létezése, amely lehetővé tenné a mérési adatokat gyűjtő eszközök és a számítógép közötti kapcsolatot;
- a gyártók által beépített vezérlő utasításokat tartalmazó „csomagok” különbözősége, sokfélesége, amelyekkel a termékeiket (hardver) irányítani lehet;
- az adatgyűjtő hardvereszközök különböznek belső struktúrájukban és funkcióikban, amit a VI számon kell tartson;
- egyes virtuális mérőrendszeri eszközök „regisztervezéreltek”, ahol ASCII szimbólum sorozatokkal üzennek a funkciók beállításaira.

A VI további fejlesztése során rugalmas lehetőségeket illesztettek be a rendszerekbe, mely által a szoftvereszközök lehetővé teszik a különféle, kereskedelembe beszerezhető összetevő hardverelemekkel való kommunikációt.

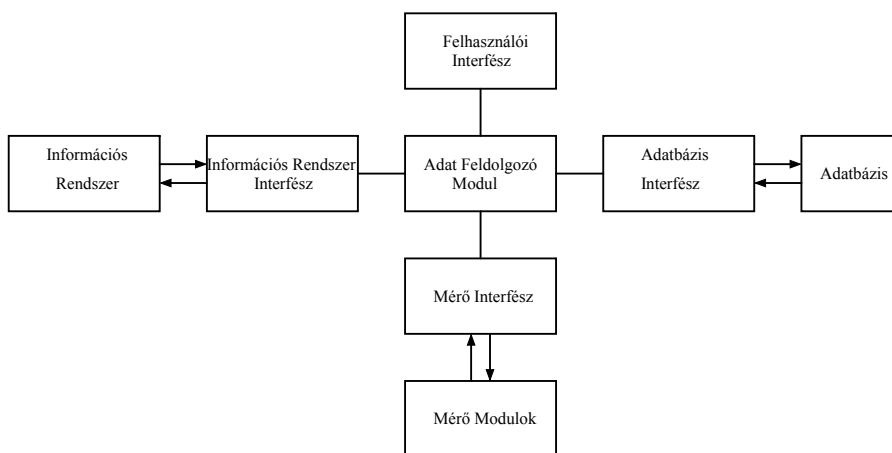
8.1.2. Virtuális mérőrendszerek felépítése és működése

A virtuális mérési rendszer általános számítógépet (PC) vagy munkaállomást (workstation) tartalmaz, kapcsolatban adatgyűjtő hardveregységekkel, valamint VI-szoftvert, amellyel felépíthető egy felhasználó által elképzelt és tervezett integrált mérőrendszer. A VI-rendszerben az adatgyűjtő egységek érzékelőket tartalmaznak, amelyek kapcsolatban vannak a jelenségekkel, továbbá szoros kapcsolatban vannak a számítógéppel, amely által az adatgyűjtőket a számítógép szoftvere vezérli. Az érzékelők mérési

adatait, valamint ezen adatok feldolgozási eredményeit a számítógép képernyőjén jelenítik meg szimulált szokványos műszer kijelzőkön (analóg és digitális). Ugyanakkor a VI-rendszerek folyamatok vezérlését is elvégzik a mért adatok felhasználásával.

8.1.3. A virtuális mérőrendszer architektúrája

Az architektúra magába foglalja a VI-rendszer hardveregységeit és ezek funkcionális kapcsolatait (8.1 ábra).



8.1. ábra. VI-rendszer általános architektúrája

A mérő modulok érzékelik a fizikai jeleket, ezeket átalakítják villamos mennyiséggé, majd digitális információ alakban interfészeken keresztül továbbítják a számító- és vezérlőegységhez (PC). A begyűjtött adatokat a PC-n futó szoftveralkalmazás feldolgozza, kiértékeli, összehasonlítja. Az eredeti vagy feldolgozott információkat a PC kijelezheti, illetve adatbázisban tárolhatja. Esetenként a feldolgozott adatokat analóg jelekké alakíthatják, amelyet felhasználhatnak folyamatvezérlés céljából. A VI-rendszerek gyakran beilleszkednek nagyobb információs hálózatba, amelyben a VI-rendszer adatai és beállításai más hálózati adatokkal együtt nagyobb méretű, átfogóbb információs rendszert hoznak létre.

A következőkben röviden elemezzük a VI-rendszerek funkcionális tömbjeit.

a) Mérőmodulok, melyek elvégzik a mérendő mennyiségek érzékelését, feldolgozását és átalakítását digitális információvá további feldolgozás céljából. A mérőmodul lényegében három alegységből tevődik össze:

- Az **érzékelő** (szenzor), amely a fizikai, kémiai vagy biológiai stb. jel tulajdonságától függő jelet szolgáltat. Ideális esetben a mérendő tulajdonság változására nagymértékben érzékeny és minden mással szemben immunis;
- **Jelkondicionáló**: az érzékelő kimenetéről érkező jelet formálja, illesztéssel általában analóg módon még az analóg-digitális (A/D) átalakítás megkezdése előtt. A modul szerepe általában a jel leválasztása, erősítése, szűrése. A jelkondicionáló kimenete közvetlenül az A/D átalakító bemenetére van csatolva. A kondicionált, illesztett jel már közvetlenül átalakítható az A/D által.
- Az **A/D átalakító** már a kondicionált feszültségjelet alakítja digitális értéké.

b) Mérőinterfész. A csatolás típusa szerint megkülönböztetünk **Vezetékes** és **Vezeték nélküli** mérőinterfészeket. A vezetékes interfészek közül megemlíthetjük az iparban is leginkább elterjedt soros (RS232, RS485 vagy USB) interfészeket, illetve a párhuzamos (GPIO, SCSI, PCI, PCIe, VXI) interfészeket. A vezetékek nélküli interfészek közül megemlíthetjük a Bluetooth, Zigbee, GPRS/GSM interfészeket. A vezetékek nélküli csatolás meglehetősen fontos olyan érzékelők csatolására, ahol a vezetékes architektúra nem kivitelezhető, mint például implantátumok. Ugyanakkor egy szenzorhálózat esetében a dinamikus le- és felcsatlakoztatás könnyebben kivitelezhető, mint a vezetékes esetében.

c) Adatfeldolgozó modul. A mikroprocesszorok integrálása a VI-rendszerekbe lehetővé tette a feldolgozási funkciók flexibilis megvalósítását. A VI funkcionálitása kevésbé függ a dedikált hardver megvalósításoktól, ami nem végez komplex adatfeldolgozást, emiatt a VI funkcionálitása és grafikus megjelenítése nagymértékben módosítható.

A feldolgozás szempontjából kétféle típusú szerepkört tölthet be az adatfeldolgozó modul:

- **Analitikus jelfeldolgozás.** Ez a módszer egyértelmű matematikai összefüggéseken keresztül leírja a kimenetek bemenetektől való függését. A legelterjedtebb funkciók a jelekkel való manipulálás, a különböző matematikai műveletek elvégzése, mint $+$, $-$, \cdot , $/$, deriválás, integrálás, gyökvonás, FFT, szűrés, ablakolás, spektrumelemzés,

effektív-, csúcserték-számítás, görbeillesztés, statisztikai számolások stb. Nagyon sokat ezek közül a mai számítástechnikai kapacitás segítségével valós időben lehet elvégezni.

- **Mesterséges intelligencia.** Mesterséges intelligencia segítségével a VI szerepköre kibővíthető, főleg a mérések, vezérlések, rendszerbecslések területén. A modern számítástechnikai kapacitást ezeken a területen lehet leginkább kihasználni a mintavételezett adatok manipulációja szempontjából. Számos jelfeldolgozás Fuzzy logikát és neuronhálózatokat használ orvosi és biológiai jelek feldolgozására, különböző minták felismerésére, képfeldolgozás területén stb.

d) Adatbázis-interfész. A számítógépes műszerezettség lehetővé teszi a mért adatok offline tárolását, feldolgozását. Többféle rendelkezésre álló adatbázis-technológiát lehet felhasználni erre a célra. A legegyszerűbb a fájlrendszeren keresztül valamilyen univerzális formátumban tárolni az adatokat, mely könnyen értelmezhető mind ember (human-readable), mind gép (machine-readable) által. Ilyen például az XML (Extensible Markup Language) standard, ahol a tartalom címkék segítségével strukturált formában van „tálalva” a későbbi könnyed emberi feldolgozás érdekében is.

e) Adatbázis. Az adatbázis adott struktúrába szervezett adatok összessége, amelynek tárolására, lekérdezésére és szerkesztésére egy bizonyos szoftver alkalmas. Az adatbázisok célja az adatok hosszú távon való megbízható tárolása, és a gyors visszakeresési lehetőség biztosítása egy adott kérdés esetén. Az adatbázis lehet lokális, amely esetben a munkaállomáson tárolja az adatokat. De ugyanakkor az adatokat lehet továbbítani hálózaton keresztül is. Az SQL (Structured Query Language) és Oracle alapú adatbázis-rendszerek támogatják az XML formátumban tárolt adatok importálását és továbbítását, gyakori ezeknek a használata.

f) Információs rendszer. Az információs rendszerek formális rendszerek, melyek célja az információk gyűjtése, feldolgozása, értelmezése, tárolása és terjesztése. Bizonyos szempontból az információs rendszerek formálisan támogatják az emberi döntéshozatalt és cselekvést. Az információs rendszereket négy részre oszthatjuk: feladat (task), emberek, szerkezet (szerepek) és technológia.

g) Információs rendszer interfész. A virtuális mérőműszerek egyre inkább elterjednek, integrálódnak egészségügyi, katonai, energetikai információs rendszerekbe. A National Instruments által kifejlesztett LabVIEW virtuális interfész eszköz szoftvercsomag által könnyedén fel lehet építeni kapcsolatot más információs rendszerekkel is, eldugva a kommunikációs részleteket a virtuális interfészen keresztül.

8.1.4. Szabványos mérőinterfészek és protokollok a virtuális mérőrendszerek HW-kialakítására

8.1.4.1. RS-232

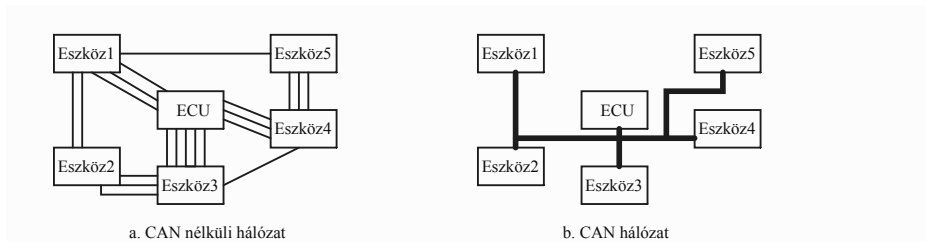
Az RS-232 szabvány 1960-ban az adatok soros kommunikációjának továbbítására jelent meg. A szabvány meghatározza a jelek elektromos jellemzőit, jelentését, időzítéseket határoz meg, illetve leírja a csatlakozók fizikai méretét és kivitelezését. A soros port, mely betartja az RS-232 szabványt, régebben szinte minden számítógép alapkonfigurációjaként jelen volt és ipari környezetben még mai napig is jelen van. Az RS232-t alacsony adatátviteli sebesség, rövid kábelhosszúság, méretes csatlakozó, magas feszültség szintek, point-to-point kommunikáció (multipoint kommunikációra való képtelenség) jellemzi. A modern számítógépekben az USB átvette az RS232 helyét pontosan ezen jellemzők gyengesége miatt. Ugyanakkor jobb szabványokat dolgoztak ki későbbiekben ezen jellemzők javítása érdekében, mint például az RS-422, RS-485 és Ethernet. A személyi számítógépekben eredetileg a DB-25 típusú csatlakozókat használták, majd a későbbiekben ezt felváltotta a DE-9 típusú csatlakozók használata. Alapvető kommunikáció (küldés, fogadás hardware visszacsatolás nélkül) felépítéséhez elégséges három jelvezeték (TX, RX, GND) használata. Ha az adatáramlás egyirányú, akár két jelvezeték is elég (RX vagy TX, és GND). Ha a kétirányú adatok mellett az adatáramlás hardware vezérlésére van szükség visszacsatolás szempontjából, akkor a vezetékek száma ötre növekszik, szükséges még az RTS (Request To Send) és CTS (Clear To Send) jelek felhasználása.

Az RS232 szabvány szerint a „0” (space) logikai szintnek a (+3 V...+15 V) közötti feszültségértékek felelnek meg, az „1” (mark) logikai szintnek pedig a (−15 V...−3 V) közötti értékek a közös földhöz (GND) képest. A (−3 V...+3 V) értékek invalid értékek. Tipikusan használt jelszintek: ± 5 V, ± 10 V, ± 12 V és ± 15 V. A standard nem definiálja a maximális kábelhosszat, viszont a kábel hosszának növekedésével a parazitakapacitás is növekszik (alul áteresztő szűrőként fog viselkedni), és ez az adatátviteli sebesség és a jel minőségének rovására megy. A hosszabb távolságra való kommunikáció érdekében alacsony kapacitású kábeleket ajánlanak.

8.1.4.2. CAN hálózat

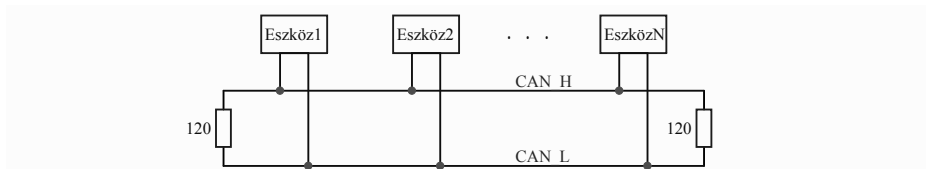
A CAN (Controller Area Network) hálózatot eredetileg a Bosch fejlesztette ki 1985-ben autók kommunikációs hálózatának kialakítására, ami

egyre inkább elterjedt napjainkban. Lehetővé tette a kábelezés egyszerűsítését, lecsökkentve a kábelezés komplexitását, súlyát és gazdasági értékét, hiszen a CAN egy soros hálózat (8.2 ábra). Az ECU (Electrical Control Unit) egy vagy több alegységet kontrollál egy CAN hálózatban. Később az



8.2. ábra. a. CAN nélküli hálózat b. CAN hálózat

autóipar átvette a CAN-t, és 1993-ban ISO 11898 néven lett ismert nemzetközi szabvány, majd magasabb szintű protokollokat is ráépítettek, mint a CANopen és a DeviceNet. A CAN egy 2 szálas, half-duplex, nagy sebességű hálózat, mely sokkal előnyösebb funkcionális és megbízhatósági szempontból, mint az RS232 (8.3. ábra).



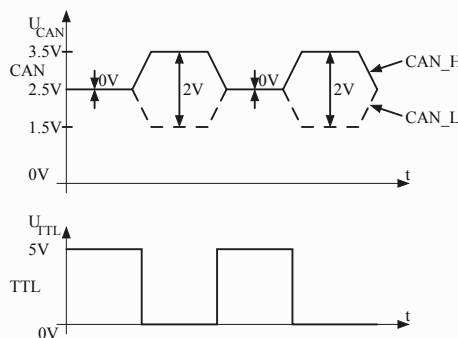
8.3. ábra. CAN hálózat és lezárása

A CAN hálózat előnyei:

- alacsony költségű hálózat, ahol az ECU (Electronic Control Unit) egyetlen CAN-interfészsel rendelkezik, nem szükséges analóg és digitál bemenet minden készülék felé a rendszerben, ami csökkenti a költségeket és a felhasznált réz kábelezéshez (tehát súlyt) az autókban;
- minden hálózati egységnek van egy beépített CAN controllerje, tehát intelligens. Minden egység lát minden üzenetet, és szűrheti azokat a feldolgozás céljából, ha irreleváns az ő szempontjából. További egység csatlakoztatható a hálózatra anélkül, hogy módosítanánk a már felépített hálózatot;

- minden üzenetnek prioritása van, a magasabb prioritású lesz hamarabb kiküldve, az alacsonyabb pedig késleltetve, ezáltal determinisztikus időbeli ütemezést lehet elérni;
- tartalmaz hibaellenőrző kódot (CRC – Cyclic Redundancy Check), amely az egyes keretüzenet tartalmának hibaellenőrzését végzi, a hibás üzenetek figyelmen kívül lesznek hagyva;
- mivel az adatátvitel elektromos szempontból differenciális feszültségekkel van megoldva, kevésbé zajérzékeny, jobban elnyomja a közös módusú zajokat, sokkal megbízhatóbb, a kábelezést a berendezésekben is csavart érpárral szokták megvalósítani ugyanilyen elgondolás miatt.

A hálózat mindkét végét 120 Ohm értékű ellenállással zárják le. Ezeket a CAN-eszközök/egységek (nodes) akár dinamikusan bekapcsolhatónak is szokták kivitelezni. A jelek értelmezése végett a CAN-kontroller TTL (Transistor-Transistor Logic) szintű jeleket küld és fogad a CAN transceiver-től, mely továbbítja az adatokat a CAN hálózaton. Az aktuális TTL jelszint függése a CAN hálózaton terjedő jelektől (vagy fordított irányban) látható a 8.4. ábrán. A TTL jelszintet a két differenciális jelpár CAN_H (folytonos vonal) és CAN_L (szaggatott vonal) jel különbsége fogja meghatározni, tehát 5 V-os TTL jelszintet kapunk 0 V különbség esetén és 0 V-os TTL jelszintet 2 V különbség esetén.



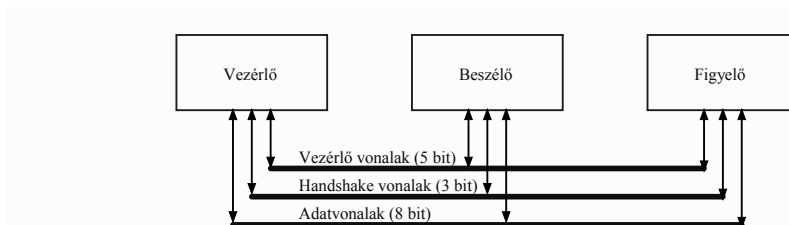
8.4. ábra. CAN és TTL jelformák

A CAN-egységek az adatokat a CAN hálózaton keresztül csomagokban küldik, úgynevezett keretüzenetekben (Frame). A CAN hálózat peer-to-peer topológiájú, ami azt jelenti, hogy nincs egy kinevezett mester (master), ami kontrollálja a többi szolgálóegységet, hogy mikor írjon vagy olvasson

a CAN-sínen. Amikor egy CAN-egység írni akar a sínre, ellenőrzi, hogy foglalt-e a Bus (sín), és ha nem foglalt, egyszerűen kiírja az üzenetet. A konfliktusok elkerülése végett az üzenetek prioritásosak.

8.1.4.3. GPIB (IEEE 488) mérőinterfész

Kezdetben a specifikációt a Hewlett-Packard dolgozta ki az 1960-as évek végén, és 1972-ben vált nyilvánossá mint HP-IB (Hewlett-Packard Interface Bus). Később, 1973-ban a sikere révén a standard módosult és megkapta a GPIB (General Purpose Interface Bus) nevet. Az IEEE-488 Digital Interface for Programmable Instrumentation (GPIB sín) párhuzamos interfész, 24 vonalból áll, mely magába foglal 5 vezérlővonalat, 3 „handshake” vonalat, 8 kétirányú adatvonalat és 8 földvezetékét. Erre a sínre (Bus) 31 (0 és 30 között számozott) egyedi címmel ellátott eszközt lehet csatlakoztatni. A standard 15 eszközt enged egy sínre csatlakozni maximálisan 20 m hosszúságú kábellel. Mindegyik sínre csatlakoztatott eszköz valamelyik szerep közül az egyikben szerepelhet: Vezérlő (Controller), Beszélő (Talker), Figyelő (Listener). Az eszközökön lehet implementálva mindhárom opció, de egy időben csak az egyik lehet aktív (8.5. ábra). A sínen egyetlen vezérlő lehet aktív. A kontroll és adatvonalak külön vannak kezelve. A maximális



8.5. ábra. GPIB rendszer

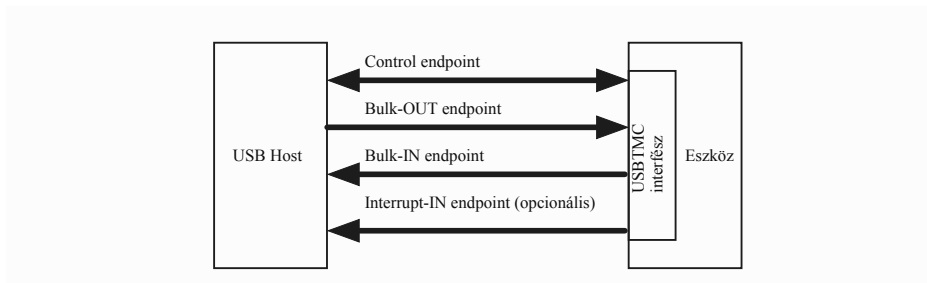
adatátviteli sebesség 1 MByte/s. A később megjelent HS488 (High-Speed GPIB Handshake Protocol) protokoll segítségével a GPIB performanciája megnövelhető 8 MByte/s adatátviteli sebességre. Az IEEE 488 egy 24 lábú „micro ribbon” csatlakozót specifikált. Az iparban használt csatlakozási robusztusság céljából ezek a csatlakozók (ún. apa – male illetve anya – female) illesztését csavarokkal lehet még inkább biztonságossá tenni.

Manapság a GPIB interfész használata egyre kevésbé használt, és egyre inkább helyet ad a LAN (Local Area Network) interfészekre alapuló készülékeknek. A gyártók a visszafele kompatibilitás céljából továbbra is

támogatják készülékeiket GPIB interfésszel. Főbb előnyei a LAN-ra alapuló készülékeknek a vékonyabb kábelvastagság és nagyságrendekkel nagyobb adatátviteli sebesség.

8.1.4.4. USBTMC mérőinterfész

Az USBTMC (USB Test and Measurement Class) a jól ismert USB (Universal Serial Bus) standardra épül, és a párhuzamos IEEE-488 (GPIB) szabvány modern helyettesítőjeként tűzték ki célul. Az USBTMC-specifikáció meghatározza azokat a protokollokat és leírásokat, amelyek lehetővé teszik az eszközök és a szoftver közötti kommunikációt. Az USB488 alosztály pedig meghatározza az IEEE-488.1 és IEEE-488.2 parancsok USBTMC alapú átvitel útján történő küldésének és fogadásának módszerét. Az USBTMC az USB-vel ellentétben nem igényel bonyolult beállítási vagy konfigurációs eljárásokat. Az USBTMC által támogatott eszközök egyetlen követelménye a VISA (Virtual Instrument Software Architecture) szoftverkönyvtár telepítése, melyet a későbbiekben tárgyalunk részletesebben. Egy másik előnye a GPIB-hez képest, hogy költségek szempontjából jóval hatékonyabb, illetve az átviteli sebessége (480 Mbps vagyis 60 MB/s) vagy izolált esetben (12 MB/s), ami még így is jóval nagyobb, mint az 1 MB/s a GPIB esetében. Az USBTMC-eszközök visszafele kompatibilisek az IEEE-488.1 és IEEE-488.2 szabványoknak megfelelő GPIB-protokollokkal. Az USBTMC főleg kisebb rendszerek felépítésére ajánlott, ahol a műszereket gyakran cserélik. Az USBTMC-interfész általános kommunikációs modellje a 8.6. ábrán látható: Az USB-eszközöknek vannak végpontjai (endpoints) amelyeket az adatát-



8.6. ábra. Az USBTMC kommunikációs modellje

vitelhez használnak. Az USB-eszközön (device) az endpoint egy puffer, míg a gazda (host) oldalon az operációs rendszerben csövek (pipes) képviselik.

A végpontok lehetnek adat- vagy kontrolljellegűek. A kontroll végpont bi-direkcionális, és minden USB-eszköznek kötelezően kell legyen legalább egy ilyen végpontja az USB 2.0 specifikáció miatt. Az USB-terminológiában a végpont irányát a gazdagép határozza meg, vagyis az „IN” mindig az eszközről a gazdagépre, az „OUT” pedig a gazdagépról az eszközre történő adatátvitelt jelent. Az USBTMC kliens szoftverének képes kell lennie a bemutatott végpontok támogatására. A gazdagép (Host) a Bulk-OUT endpointon keresztül küld üzenetet a kliensnek, és a BULK-IN endpointon keresztül fogadja az üzenetet a kienstől. Ugyanakkor egy megszakítás endpointot is lehet implementálni, ha szükséges, de nem kötelező.

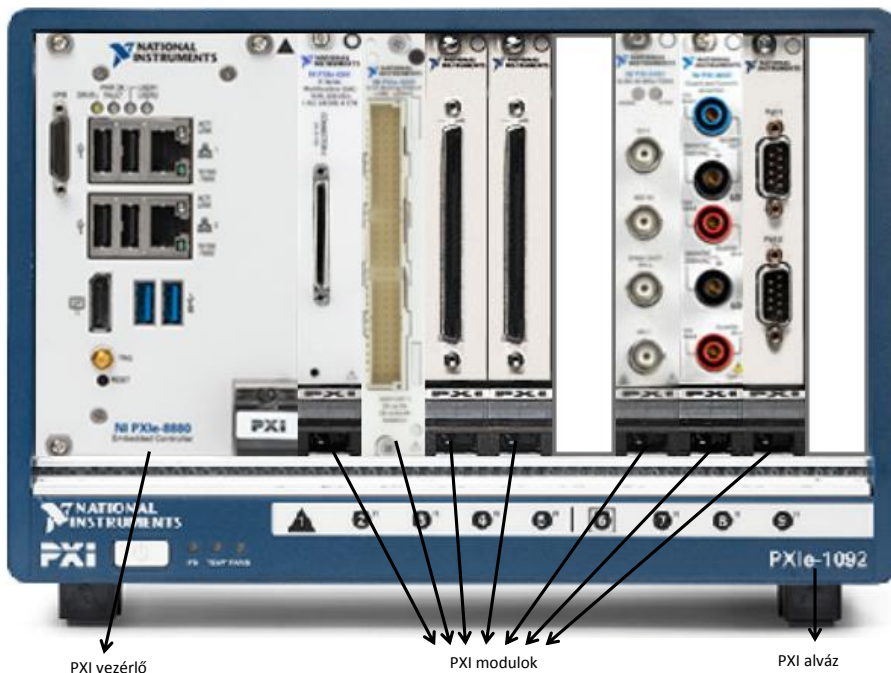
8.1.4.5. PXI mérőinterfész

A PXI (**P**CI **eX**tensions for **I**nstrumentation), moduláris műszerezési architektúrával egy PC (Personal Computer) alapú és nagy teljesítményű mérési és automatizálási rendszert biztosít. A PXI Systems Alliance (PXISA) 1998 óta tartja fent a PXI-standardot. A PXI segítségével felhasználjuk ipari szinten a PC-technológia teljesítményét és rugalmasságát, valamint a nyílt ipari szabvány előnyeit. A PXI meghatározó ipari szabvánnyá vált a mérési, tesztelési és automatizálási alkalmazásokban. Legfőbb jellemzői:

- mechanikai szempontból: minőségi, performáns csatlakozók, a műszerek (modulok) Eurocard méretű csomagolása, a PXI alváz erőltetett konvekciója;
- elektromos szempontból: ipari standardú PC-sínek, referencia órajelek, PXI Trigger sín, Star (csillag topológiájú) Trigger sín, elektromágneses kompatibilitás.
- szoftver szempontból: Microsoft Windows alapú szoftvercsomag, szoftvercsomagok, melyek meghatározzák a hardver konfigurációját és képességeit, a VISA (Virtual Instrument Software Architecture) támogatása

A 8.7. ábrán látható egy összeállított PXI-rendszer, mely a PXI alvázból áll, melybe beszerelik a PXI-vezérlőt (controller) és a PXI-modulokat (műszerek). A PXI-vezérlő önmagában a PXI-alvázzal képezi az ipari számítógépet, melyre telepítik a Windows operációs rendszert. A képen a National Instruments cég által gyártott PXIe-1092, 9 férőhelyes 3U magas alvázat látunk, melyben balról jobbra egy PXIe-8880 vezérlő és a modulok találhatók: egy PXIe-6361 DAQ (Data Acquisition), egy PXIe-4322 izolált analóg kimeneti modul, két darab PXI-6508 digitális ki/bemeneti modul,

egy PXI-5402 20 MHz-es jelgenerátor, egy PXI-4022 DMM (Digital Multi-meter) és egy PXI-8512/2 kétsatornás ipari (főleg autóiipari) környezetben használt CAN interfész. A modulok függőlegesen helyezkednek el az alvázban, pozíciójuk változtatható, ugyanakkor vannak, esetek amikor bizonyos modulokat csak sajátos pozícióban (slot) lehet konfigurálni/használni.



8.7. ábra. PXI-rendszer

A PXI-modulok segítségével dinamikusan kibővítik a számítógép funkcionalitását különböző mérőműszerekkel (DMM – Digital MultiMeter), tápegység (PSU – Power Supply Unit), oszcilloszkóp, CAN kommunikációs modul, FlexRay kommunikációs modul stb.) az adott alkalmazástól függően. A PXI integrálja az összes műszerezési protokollt, mint a GPIB, LXI, VXI, USB, CAN, FlexRay. Szoftverszempontból a PXI rendszerszintű címzést biztosít (a modulok helyszínének – slot, képességeinek azonosítása, alváz monitorizálása – hőmérséklet, ventilátor sebessége stb.). Megőrzi a kompatibilitást a PXI- és más PCI-alapú eszközökkel. Legfőbb tulajdonsága, ami miatt a PXI egy stabil ipari platform lett, az, hogy több mint 60

eladóval és több mint 2000 beszerelhető modullal rendelkezik, melyeken a legújabb technológiák vannak alkalmazva.

Ugyanakkor csak megemlítünk erre az ipari standardra alapuló további változatokat, mint a **PXImc**, mely segítségével PCI Express sínen keresztül lehet adatokat továbbítani PXI alapú ipari számítógépek között, melyeket Master-Slaves (egy Mester és több Szolga egység) topológiával építenek fel. Fő előnye, hogy az ilyen rendszerekben GB/s nagyságrendű adatátvitelt lehet biztosítani a számítógépek között.

Hasonló a PXI-hez, ugyancsak PCI-alapú az **AXIe** nyílt rendszerű, moduláris műszerezési szabvány is, mely magas performanciájú műszerezettséget nyújt a repülés, félvezetők tesztelése, fizika és más iparágak számára. Néhány jellegzetessége, hogy horizontális konfigurációt biztosít minimális helyigény elérésére (polc szempontból – rack space), függőlegest nagyobb rendszerek tervezésére. Könnyen integrálható a PXI-, LXI-rendszerekkel.

8.1.4.6. VXI mérőinterfész

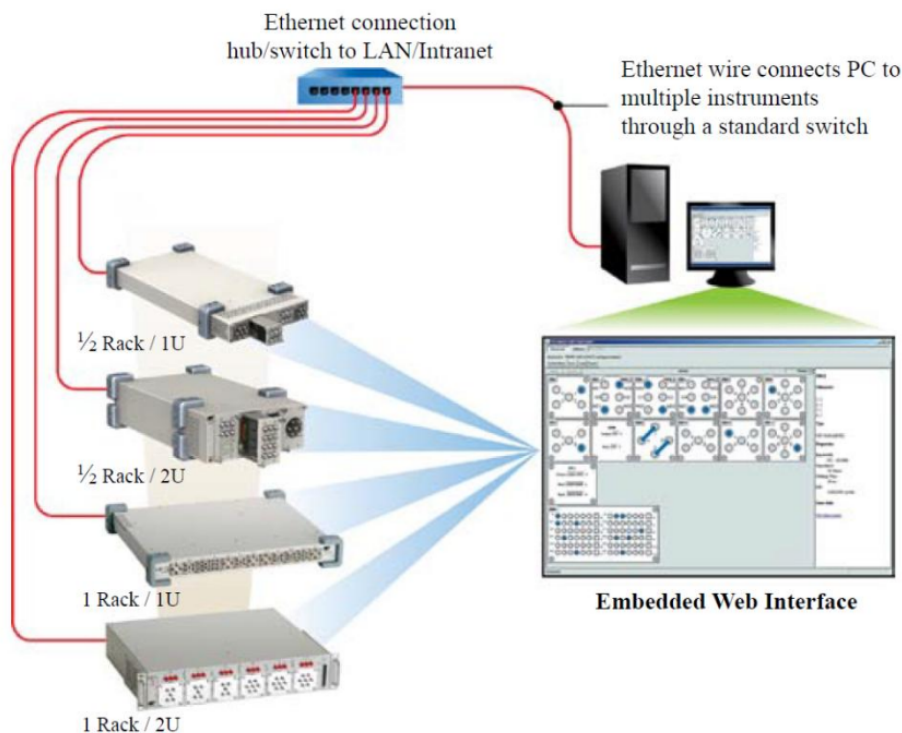
A VXI (VMEbus Extensions for Instrumentation) a VMEbus nyílt rendszerre alapszik. Az eredeti VXI-standard 1987-ben jelent meg. Ahhoz, hogy megismerkedjünk a VXI-vel, szükséges egy kis bevezető a VMEbus-ról. A VMEbus-rendszerekben a modulok hat hüvelyk (inch) mélyek és három magasságban léteznek: 4 inch (3U), 9 inch (6U), 12 inch (9U). Az U kifejezés az állványegységet jelenti és 1,75 inch méretű. A pontos méretet az Euro-Card szabvány határozza meg, amely leírja ezt a nyomtatott áramköri családot és a hozzájuk tartozó DIN-csatlakozó helyét. A VMEbus-modulokat 0,8 inch távolságra tervezték egymástól. A DIN-csatlakozó mindegyike 5 sorból áll (minden sorban 32 tű van). Ezek a modulok általában függőlegesen vannak elhelyezve egy keretben, amelynek a P1 csatlakozója van legközelebb a tetejéhez. A VMEbus specifikáció maximum 21 modult engedélyez.

A VXIbus specifikáció megvalósításának célja a VMEbus-hoz képest egy electromechanikus szempontból eredményesebb rendszer felépítése és a visszafele kompatibilitás megtartása minden VXIbus-rendszer esetében. A VXI jobb árnyékolást és szigetelést biztosít az analóg tápegységeknek, illetve alacsonyabb zajszintet, jobb hűtést alacsony szintű és nagy teljesítményű alkalmazásokban. A megnövelt teljesítményt, nagyobb jelintegritást és szinkronizálási lehetőséget a csatlakozókon megnövelt számú érintkezőkkel valósították meg, hogy a meglévő tápegységek nagyobb áramot érjenek el. A szinkronizálást 100 MHz-es órajelen és szinkronizáló vonalon érik el.

8.1.4.7. LXI mérőinterfész

Az LXI (**L**AN **eX**tension for **I**nstrumentation) interfész 2005-ben jött létre a Keysight Technologies (manapság Agilent Technologies) és a VXI Technology cég által. Az LXI biztosítja a LAN (Local Area Network) nagy átviteli sebességét, valamint a PXI-ben jól bevált tesztelési funkciókat. A LAN-ra alapozva a tesztrendszerek konfigurálásához és hibakereséséhez szükséges idő jóval lecsökkent. Az LXI széles körben alkalmazott nyitott ipari szabványokra épül, mint a TCP/IP Ethernet, IPv4/IPv6 és IVI illesztőprogramok. A szabvány meghatározza a tesztelési, mérési és adatgyűjtési feladatokkal kapcsolatos specifikációkat és megoldásokat. Főbb előnyei, hogy kihasználja a távközlési ipar infrastruktúráját, csökkenti a tesztelési rendszer költségeit, egyszerűsíti a rendszer-integrációt, beépített web-szerver a távoli hozzáféréshez, IVI illesztőprogram segítségével a termék szabványosított külső megjelenése. Ezeken kívül számos LXI-eszköz rendelkezik kiterjesztett funkcionalitással, mint az LXI-óra szinkronizálás, LXI-időbélyegzővel ellátott adatok, LXI-eseményüzenetek, LXI-eseménynaplók. Általában ezeket a számítógépeket két hálózati kártyával látják el, egyik csatlakozik a belső LAN/Intranet hálózatra, ennek segítségével tartja fent a kapcsolatot a különböző LXI-készülékekkel, illetve a másik hálózati kártyán keresztül kapcsolódik egy nagyobb belső számítógép hálózatra vagy közvetlen módon az internetre. Ezt a megoldást biztonsági okokból is alkalmazzák a készülékekhez való hozzáférés korlátozása céljából. Az ilyen rendszereket távolról is kényelmesen lehet monitorizálni, utólagosan felmerült problémákat kezelni a programok módosítása által. A 8.8. ábrán látható, amint egy LAN HUB/Switchen keresztül éri el a számítógép az összes LXI-készüléket a sínén, melyek különböző fizikai méretekkel (1/2, 1 Rack széles és 1U, illetve 2U magas készülékek). Ezeket a készülékeket fizikailag egymás mellé (1/2 Rack széles), illetve egymás alá (1 Rack széles) szokták szervezni az elfoglalt hely optimalizálása végett. A mérési információkat a képernyőn jeleníti meg egy beágyazott webes interfész segítségével.

A LAN-alapú teszt- és mérőeszközök távvezérlésére vezették be a **HiSLIP** (**H**igh **S**peed **L**AN **I**nstrument **P**rotocol) protokollt, melyet az IVI alapítvány kezdeményezett, és célja a régebbi VXI-11 protokoll helyettesítése volt. A VXI-11-hez hasonlóan a HiSLIP-t is a VISA API-t megvalósító könyvtáron keresztül használják.



8.8. ábra. LXI-interfészre alapuló rendszer (Forrás: www.lxistandard.org)

8.1.5. Szabványos szoftverinterfészek és protollok

8.1.5.1. SCPI

1990-ben jelent meg először mint egy következő szint az IEEE-488 standardra építve. Az IEEE-488.1 specifikálta a fizikai réteget és az elektromos jeleket, az IEEE-488.2 specifikálta a protokollt és az adatformátumot. Az SCPI-standard egy közös szintaxist, parancsot és adatformátumot definiált, melyet minden készülékre lehet alkalmazni. Generikus parancsokat fogalmazott meg, mint például a „CONFigure” vagy „MEASure”. Az SCPI parancsok ASCII (American Standard Code for Information Interchange) szöveges parancsok, melyeket a készülékeknek közvetítenek. Íme néhány példa mérési parancsokra:

- egyenáramú feszültség: „MEASure:VOLTage:DC?”

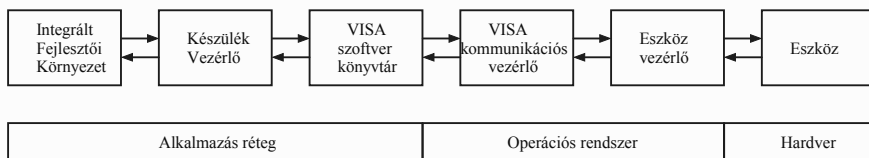
- egyenáramú áram: „MEASure:CURRent:DC?”
- váltóáramú feszültség: „MEASure:VOLTage:AC?”
- váltóáramú áram: „MEASure:CURRent:AC?”

A „SYSTem:COMMunicate:SERial:BAUD 9600” parancs például a soros RS232 kommunikáció sebességét (Baud rate) állítja be 9600 bit/s értékre.

8.1.5.2. VISA

A VISA (Virtual Instrument Software Architecture) vagy virtuális műszer szoftver-architektúra egy I/O API (Kimeneti/Bemeneti Application Programming Interface), amit a tesztelés és mérések területén használnak a számítógépprogramok a különböző eszközökkel való kommunikáció megteremtése érdekében. Az első VISA-verzió 1995-ben jelent meg. A VISA egy ipari szabvány lett, melyet számos ismert cég implementált készülékeiben, mint például a Keysight, National Instruments, Tektronix, Rohde & Schwarz. A mostani legutolsó verzió a VISA 5.0, melyet az IVI Foundation tart számon.

A VISA-szoftverkönyvtár (software library) és a VISA kommunikációs vezérlő (driver) elhelyezkedése látható a 8.9. ábrán, amint megteremti a kapcsolatot a felhasználói szoftver és az operációs rendszer között, elrejtve az eszközspecifikus implementáció részleteit a felsőbb szintű alkalmazásréteg felé. A Windows operációs rendszerben például verziótól függően visa32.dll

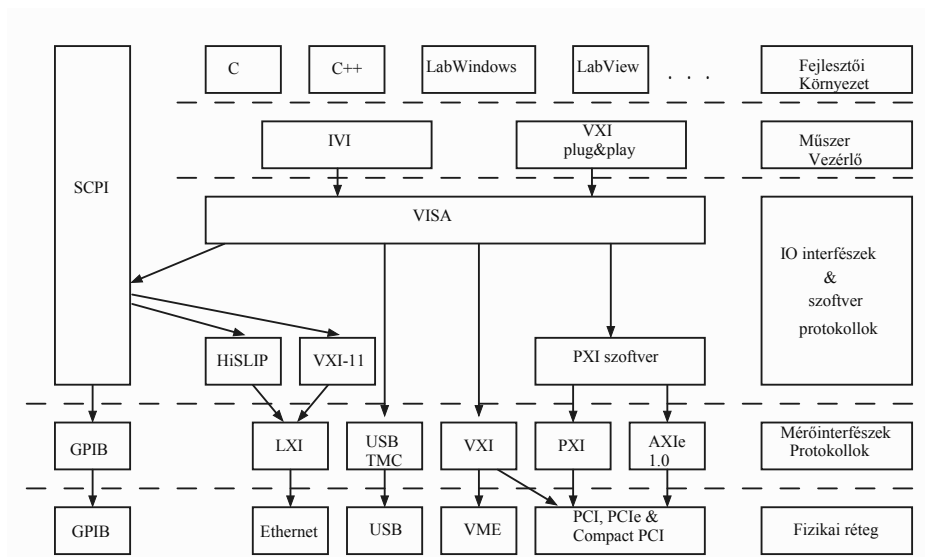


8.9. ábra. Szabványos mérőinterfészek tömbvázlata

vagy visa64.dll állományban van implementálva, mely egy C API-n keresztül elérhető. A legfelső szinten van az Alkalmazás Réteg mely tartalmazza az Integrált Fejlesztői Környezetet (IDE – Integrated Development Environment), melynek segítségével a programozók a szoftverfejlesztést hajtják végre. Az IDE rendszerint legalább egy forráskódszerkesztőből, hibakeresőből (debugger) áll. Ugyancsak az Alkalmazás réteg tartalmazhat egy opcionális készülék vezérlő szoftvercsomagot (ez megkönnyítheti az adatok feldolgozását) és a szabványosított VISA-szoftver könyvtárat. Az operációs rendszer

szintjén van a VISA kommunikációs vezérlő (VISA Communications Driver) és az eszközvezérlő (Device driver), ami közvetlen kapcsolatban van a készülékkel hardware szinten. A VISA kommunikációs vezérlő lehetővé teszi a felsőbb szintű programok megírását függetlenül a kommunikációs interfésztől. Így a VISA-alapú szoftveralkalmazások különböző interfészeken tudnak kommunikálni, mint például a GPIB, RS232, USB, Ethernet, stb., anélkül, hogy az alsó szintek részleteit kellene implementálniuk.

Most, hogy megismerkedtünk a különböző szabványokkal, mérőinterfészekkel, bemutatjuk őket egyetlen tömbvázlaton, a 8.10. ábrán feltüntetve a különböző szinteket.



8.10. ábra. Műszer kommunikációs tömbvázlata VISA segítségével

A legsó a **Fizikai réteg**, itt van meghatározva az eszközökkel kapcsolatos mechanikai és elektromos specifikáció, beleértve az érintkezők kiosztását, feszültség szintek meghatározását. Ezen a szinten megvalósított funkciók közé soroljuk a jelek modulációját, átalakítását, az adatáramlás vezérlését, a kommunikáció felépítését és lezárását a kommunikációs médiummal.

A következő (**mérőinterfészek – protokollok**) szinten van meghatározva a különböző protokollok, melyek leírják a mérőinterfészes eszközökkel való kommunikáció sajátosságait.

A harmadik (**IO interfészek & szoftverprotokollok**) szinten van a VISA illesztőszoftver is, amely egy általánosabb szoftverinterfészt, hozzáférést nyújt az alsó szintekhez, eldugva annak a kommunikációs részleteit, sajátosságait.

A negyedik (**műszervezélők – instrument driver**) szinten a különböző eszközökre kifejlesztett szoftvercsomagok állnak rendelkezésre. Ilyen a VXI plug& play műszervezélő, melyet a VXIplug&play Systems Alliance hozott létre 1993-ban, azzal a céllal, hogy egyesítse a VXI és GPIB alapú műszereket. 2002-ben az IVI Foundation definiált egy új generációs műszervezélő specifikációt, ebből alakultak ki az IVI (Interchangeable Virtual Instrumentation) műszervezélők.

Az ötödik (**fejlesztői környezet**) szinten a programozók különböző programozási nyelv (C, C++, LabWindows, LabVIEW, Agilent VEE, illetve MATLAB) felhasználásával implementálják a mérőműszereket, felhasználva az alsó szinteken már megírt modulokat és kódrészleteket, könnyebbé téve a virtuális mérőműszerek kialakítását mind funkcionális, mind vizuális szempontból.

A legtöbb fentebb említett, interfészeken alapuló, önálló mérőműszerek (nem ipari számítógépbe építhető, mint pl. PXI esetében) alapvetően kétféle üzemmódban tudnak működni:

- **lokális** (manual, local): amikor kezelőfelületen keresztül, az előlapon (Front Panel) keresztül vezérli úgynevezett kézi üzemmódban a felhasználó (a mai modern készülékek – tápegységek, műterhelések – már érintőképernyővel is rendelkeznek);
- **távvezérelt** (remote): amikor szoftver segítségével vezérik a kommunikációs interfészekon keresztül a készülékeket távoli mérések, vezérlések céljából. Általában, a robusztusság növelése és védelmi szempontokból tervezve a nagy teljesítményű (és nemcsak) műszereknél lehetőség nyílik egy külső feszültségforrás segítségével is ki/be kapcsolni ezeket az eszközöket. Így egy vészkapcsoló aktiválásával könnyen egyszerre áramtalanítható az összes műszer, ha a vészkapcsoló a külső feszültségforrást szakítja meg, mely a műszereket vezérli/engedélyezi.

Az előlap használata közben az eszköz lokális üzemmódban dolgozik, ha alapállapotba helyezik (reset által), illetve ha megcímzik a készüléket, akkor távvezérelt üzemmódba lép át.

8.2. LabVIEW alapú virtuális mérések

Az 1990-es évekig a virtuális műszerek kialakítására olyan programozókra volt szükség, akik nagyon jártasak voltak a „szöveges” programozási nyelvekben, mint a Basic, C, C++, Pascal. Az ilyen rendszerek fejlesztése időigényes volt és általában olvashatatlan a tipikus felhasználóknak, akik nem jártasak ezeken a területeken. Az utóbbi években számos olyan kereskedelmi szoftver jelent meg, melyet kizárólag virtuális műszerek fejlesztésére találtak ki grafikus programozási módszerek segítségével, ilyen a LabVIEW (**L**aboratory **V**irtual **I**nstrument **E**ngineering **W**orkbench), amelyet a National Instruments cég fejlesztett ki 1986-ban, grafikus felhasználói interfészt és vizuális programozási eljárást vezetett be, mely nagy lépést jelentett a virtuális mérőeszközök irányába. Egyik nagy előnye ennek a szoftvernek a modularitás. Egy nagy projekt könnyűszerrel lebontható kisebb funkcionális egységekre, így az alfeladatok könnyebben kezelhetőek és tesztelhetőek.

A LabVIEW segítségével a felhasználó megtervezheti a virtuális mérőműszer megjelenítési formáját a grafikus felhasználói felületen keresztül, ugyanakkor működtetni tudja a programot, vezérelni tudja a kiválasztott hardvereszközt, elemezni és megjeleníteni a mérési adatokat. A LabVIEW-en keresztül hozzáférünk az IVI és VXI plug&play műszervezérlőkhöz, illetve a VISA-szoftver könyvtárakhoz.

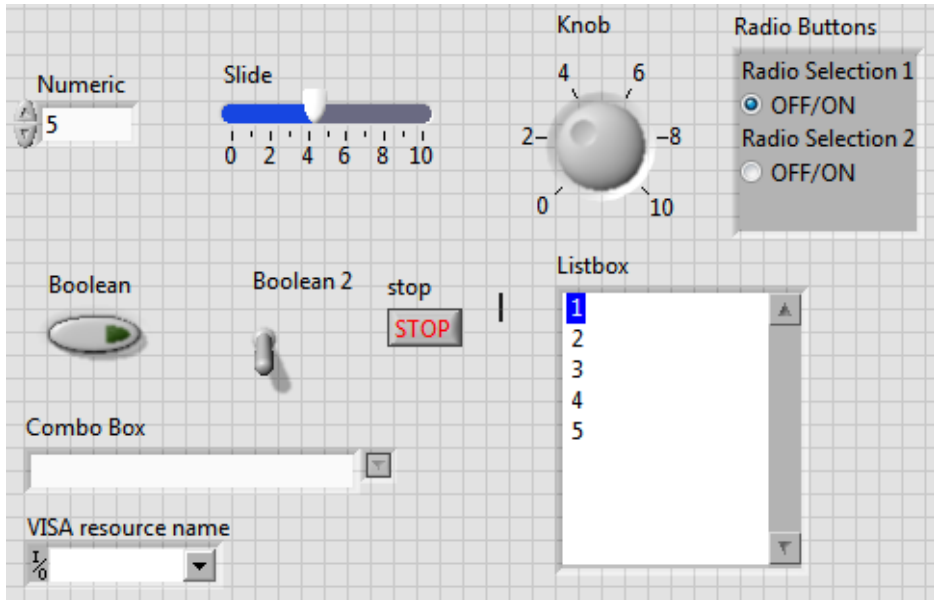
8.2.1. LabVIEW-szoftver- alapfogalmak és építőelemek

A LabVIEW-programokat virtuális eszközöknek vagy **VI** (Virtual Instruments)-nak nevezik, mert ezek megjelenítésével és működtetésével leutánozza a fizikai mérőműszereket, mint például a multiméter és oszcilloszkóp. A LabVIEW VI két komponensből áll: előlap (front panel), tömbvázlat/blokkdiagram (block diagram).

8.2.1.1. LabVIEW VI Előlap (Front Panel)

A VI előlap az az ablak, amin keresztül a felhasználó interakcióba lép a programmal. Ezen keresztül továbbítódnak a program bemenő adatai, illetve itt vannak megjelenítve a műszer kimenő adatai. A VI előlap lényegében **control** (az interaktív bemeneteknek) és **indicator** (kimeneti terminálok) összessége. Az interaktív bemenetek látják el adatokkal a VI blokk diagramját, a kimeneti terminálokon keresztül jelenítik meg azokat az adatokat, amiket a blokkdiagram generál.

A 8.11. ábrán bemutatunk néhány gyakran használatos bemeneti (control) objektumot. A bemenet lehet boolean típusú [mint például a nyomó-



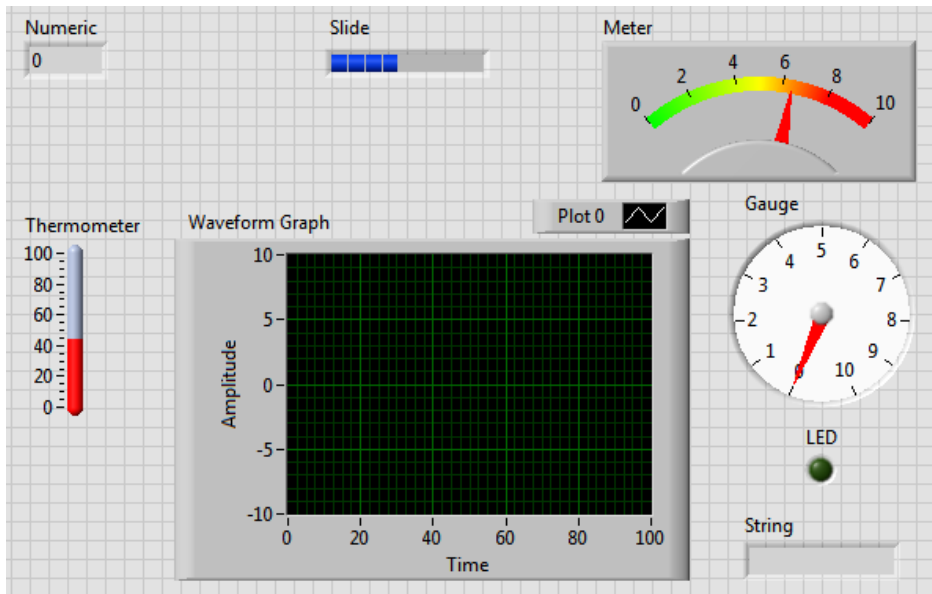
8.11. ábra. Gyakran használt VI bemeneti objektumok az előlapon

gombok (pushbutton), radio button és a kapcsoló] vagy numerikus típusúak, ahol a bemeneti értéket explicit beírjuk vagy grafikusan beállítjuk (mint például a tekerőgomb), vagy kiválasztjuk mint a combo box esetében. Ezeken kívül még sok más bemeneti objektum létezik, más típusú adatokkal is.

A 8.12. ábrán bemutatunk néhány gyakran használatos kimeneti (indicator) objektumot. A kimeneti objektumok közül megemlítjük a számos kijelzőt (Numeric), mellyel pillanatnyi értéket szoktak kijelesni, a progress bart (Slide), mellyel általában egy folyamat időbeli aktuális állapotát szokták jelezni, mint például egy adatátviteli folyamat (pl. állomány letöltése), hőmérő, mérőműszerek kijelzői, LED, szöveges kijelző (string), idődiagram stb.

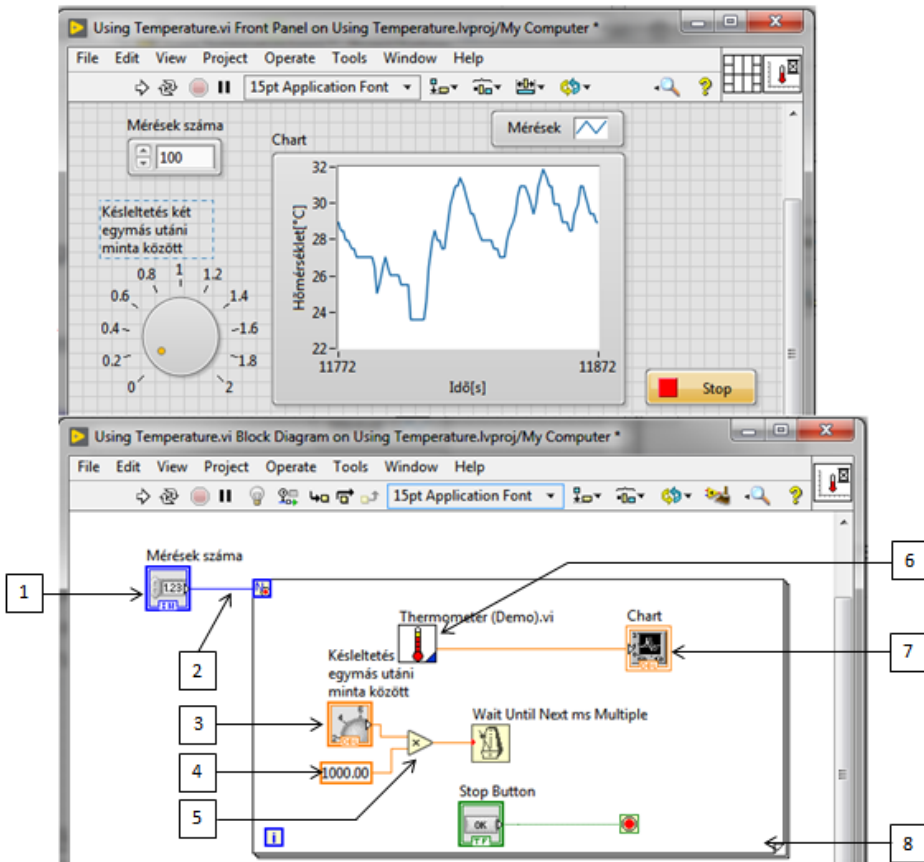
8.2.1.2. LabVIEW VI Blokk Diagram (Block Diagram)

A blokkdiagram tartalmazza a LabVIEW VI program grafikus forráskódját, mely megfelelne a szövegsoroknak a szokványos Basic, C, C++,



8.12. ábra. Gyakran használt VI kimeneti objektumok az előlapon

PYTHON, JAVA programozási nyelvekben. Ez a futtatható kód, amely felépíthető **terminálokkal**, **csomópontokkal** és **vezetékekkel**. A Front panelen szereplő objektumok terminálként jelennek meg a blokkdiagramon. A blokkdiagram objektumai lehetnek terminálok, subVI (egy már létező VI felhasználása), függvények, állandók, struktúrák és vezetékek (melyek továbbítják az információt a blokkdiagram objektumai között). Egy példával szemléltetjük a VI blokkdiagramot és a blokkdiagramban található objektumokat, mely a 8.13. ábrán látható. Az előlapot nem részletezzük a továbbiakban, az előlapon szereplő grafikus ki- és bemeneti objektumokat bemutattuk a 8.11. és 8.12. ábrákon. Az alsó kép mutatja a blokkdiagramot, ahol az 1-gyel jelölt egy numeric control bemeneti terminál, a 2-vel jelölt a vezeték, mely az információ terjedését biztosítja, a 3-mal jelölt a knob terminál, a 4-gyel jelölt egy numerikus állandó, az 5 egy szorzó függvény terminál, a 6 egy subVI, a 7 egy Chart kimeneti terminál, melyen az idődiagram van kifejezve, a 8 pedig egy For Loop struktúra. A program lényegében futtatáskor elvégez N (jelen esetben ez 100) hőmérsékletmérést, melyet a numerikus control segítségével állíthatunk. A mintavételezési frekvenciát bizonyos korlátok között tudjuk állítani a tekerőgomb segítségével,



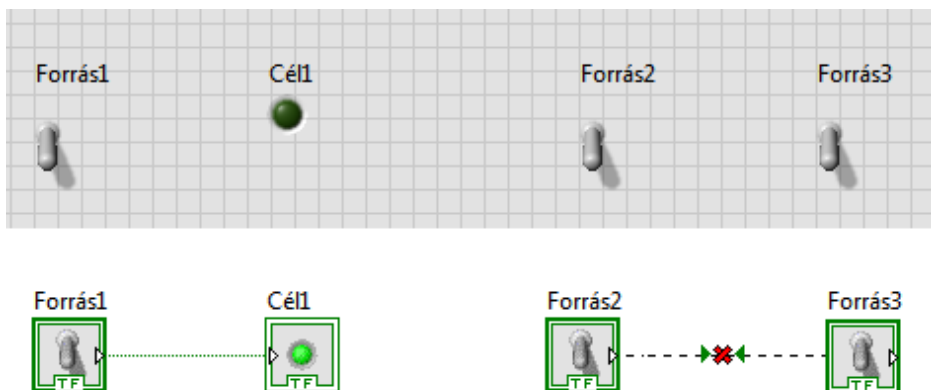
8.13. ábra. VI-előlap (Front Panel) és tömbvázlat (Block Diagram)

lényegében itt a késleltetést tudjuk ezzel beállítani két egymás utáni minta között. A tekerőgomb által beállított számot megszorozzuk 1000-rel, így megkapva milliszekundumban (ms) az értéket, melyet továbbítunk egy terminálnak, mely a várési időt biztosítja és a bemenetén ms-ban kéri az adatot. A tekerőgomb végskálája 2, tehát a maximálisan beállítható várési idő így 2000 ms (2s) lesz, ami megfelel egy 0,5 Hz-es mintavételezési frekvenciának. A hőmérő adatait a „Thermometer (Demo).vi” nevezetű subVI biztosítja, a mért adatokat egy idődiagramon folyamatosan jelenítjük meg, de lehetőség van a STOP nyomógomb segítségével még a 100 minta mintavételezése és kirajzolása előtt is megállítani a programot.

A **terminálok** képezik a ki- és belépési pontokat az előlap és a blokkdiagram között, melyek lehetnek **kontroll** (bemeneti) vagy **indikátor** (kimeneti) jellegűek és az előlap be- és kimeneti objektumaihoz tartoznak, illetve még létezik **node** terminál is. Amikor egy bemeneti vagy kimeneti objektumot elhelyezünk az előlapon, a LabVIEW automatikusan létrehoz egy neki megfelelő terminált a blokkdiagramon. A terminál automatikusan törlődik amikor a neki megfelelő objektumot törölték az előlapon. A könnyebb megkülönböztetés érdekében a kontroll terminál ikonok szélei vastagabb vonalakkal vannak jelölve a LabVIEW-ben.

A **node (csomópont)** lényegében programvégrehajtási elem, ami analóg módon a klasszikus programozási nyelvekkel lehet egy operátor, függvény vagy szubrutin. Ilyen lehet egy AND vagy OR függvény vagy egy struktúra, amely ciklikusan vagy feltételesen utasításokat hajt végre hasonlóan, mint a ciklusok és switch-case kódrészletek esetében a tradicionális programozási nyelvekben.

A **wires (vezetékek)** összekötik a node-okat és terminálokat a VI-on belül. Ők felelősek az adatáramlásért a forrás és célterminálok között, egy forrástermináltól egy vagy több célterminál felé. Nem lehet két forrásterminált összekötni (két kimenetet), mert a LabVIEW hibát fog jelezni, megtöri vizuálisan a vezetéket, az adatáramlás útját. Egy egyszerű példával szemléltetünk egy helyes (egy forrás- és egy célterminál összekötése) és egy helytelen bekötést (két forrásterminál összekötésének próbája) a 8.14. ábrán. Az ábrán a felső sorban látható a VI-előlap, az alsó sorban pedig a neki megfelelő blokkdiagram. Az egyes vezetékeknek, a vezetékeken



8.14. ábra. VI-terminálok helyes és helytelen bekötése

áramló adatok típusától függően különböző színűk van. Így a LabVIEW narancs színnel jelzi a „floating point” számokat, kékkel az „integer” számokat, zölddel a „boolean” és rózsaszínnel a „string” típusú adatokat, illetve a legvékonyabb vonallal jelzi a skaláris adatokat, vastagabbal az egydimenziós adatokat és legvastagabbal a kétdimenziós adatokat.

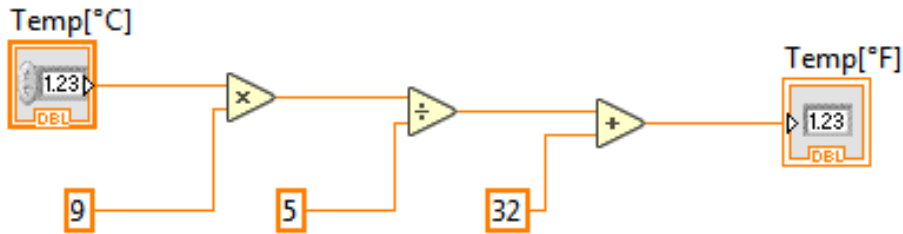
8.2.1.3. Dataflow programozás

A LabVIEW-ben a VI-k futtatásakor egy adatfolyammodellt használ. Egy node (csomópont) terminál a blokkdiagramban akkor hajtódik végre, amikor az összes bemenete elérhető. Amikor egy csomópont befejezi a végrehajtást, adatokat továbbít a kimeneti terminálokhoz, és továbbítja a kimeneti adatokat az adatfolyam következő csomópontjáiig. A legtöbb klasszikus szöveges programozási nyelvben (C, C++, Basic stb.) a végrehajtási sorrendet a programsorok sorrendje határozza meg. A LabVIEW-ben lehetőség nyílik képleteket, adatfeldolgozást is grafikus formában programozni, ennek megvalósítására, illetve a Dataflow programozás bemutatását szemléltetjük a következő példával. Feltételezzük, hogy megmértük a hőmérsékletet °C-ban az előbbi példa segítségével, de szükségünk van az adatokra Fahrenheitban is. Az átalakítási képlet

$$Temp[^\circ F] = (Temp[^\circ C] \cdot 9)/5 + 32. \quad (8.1)$$

Ennek az átalakító képletnek a megvalósítása LabVIEW blokkdiagramban látható a 8.15. ábrán. Ebben az esetben a blokkdiagram balról jobbra hajtódik végre, nem azért, mert az objektumok ebben a sorrendben vannak, hanem azért, mert az összeadás elvégzéséhez szükség van előbb az osztás elvégzésére, viszont az osztás elvégzéséhez is szükség van a szorzás elvégzésére. Az információ balról jobbra halad, a bemenő adat a Celsiusban megadott hőmérséklet, mely előbb szorozódik 9-cel, majd osztódik 5-tel és a legvégén, miután hozzáadunk az így kialakított értékhez 32-öt, megkapjuk Fahrenheitban az eredményt.

Léteznek olyan programozási mechanizmusok, amelyek segítségével ha egy kódszegmens végre kell hajtódjon egy másik kódszegmens előtt, és nincs semmilyen függőség a függvények között, akkor is el lehessen ezt érni, mint például a hibaklaszterek (error clusters). A felhasználó létrehozhat mesterséges függőségeket a csomópontok között, amikor természetes függőség nem létezik és a fogadó csomópont nem használja fel a beérkező adatokat, hanem az adatok érkezése csak triggereli a végrehajtást. A LabVIEW által használt grafikus („G”) programozás alapvetően párhuzamosítja a végrehajtást,



8.15. ábra. Celsius-Fahrenheit átalakítás blokkdiagramja LabVIEW-ben

mivel a csomópontok műveletei akkor hajtódnak végre, amikor minden adat rendelkezésre áll. Ez a feltétel teljesülhet akár több csomópontnak is egyszerre egy VI-n belül. Ezt a tulajdonságot jól fel lehet használni, ugyanakkor „erőltetni” is lehet a szekvenciális adatáramlást megfelelő grafikus programozással, ha ez kívánatos. Úgy szintén lehetőség nyílik osztott alkalmazások felépítésére is, melyek egy kliens-szerver modell alapján kommunikálnak, melyet a „G” programozás inherens párhuzamos jellege nagymértékben megkönnyít.

8.2.1.4. Adattípusok és konverziók

Az adattípusok jelzik az esetleges objektumok, bemenetek és kimenetek típusát, melyek összeköthető vezetékkel. Például egy kapcsoló (amely boolean típusú) zöld kerettel rendelkezik és bármely zöld keretes objektum bemenetéhez köthető. Egy narancssárga szegélyű tekerőgomb (knob), amely numerikus jellegű, nem köthető össze egy zöld keretes objektummal. Ugyanakkor létezik az úgynevezett dinamikus adattípus, mely lehet skáláris, egydimenziós vagy kétdimenziós tömbre alapozva. A legtöbb VI, az Express VI-okon kívül nem fogadja el automatikusan a dinamikus adatokat, ezért előbb át kell alakítani ezeket az adatokat olyan típusra, amit a VI elfogad. A numerikus adatok ábrázolását, rövidítésüket és méretüket operációs rendszertől függően (a – Windows, b – MacOS, c – Unix) mutatja be a 8.1. táblázat.

A numerikus kijelzők/kijelzés esetében a LabVIEW lehetőséget ad a kijelzés pontosságának megválasztására (hány digitet jelez ki a tizedespont után, tizedek, századok, ezredek stb. kijelzése). A pontosság csakis a kijelzésre utal, a belső pontosság csakis a szám belső ábrázolásától fog függeni.

Ábrázolás	Rövidítés	Méret (bytes)
Byte	I8	1
Unsigned byte	U8	1
Word	I16	2
Unsigned word	U16	2
Long	I32	4
Unsigned long	U32	4
Single precision	SGL	4
Double precision	DBL	8
Extended precision	EXT	$10^a/12^b/16^c$
Complex single	CSG	8
Complex double	CDB	16
Complex extended	CXT	$20^a/24^b/32^c$

8.1. táblázat. LabVIEW adattípusok

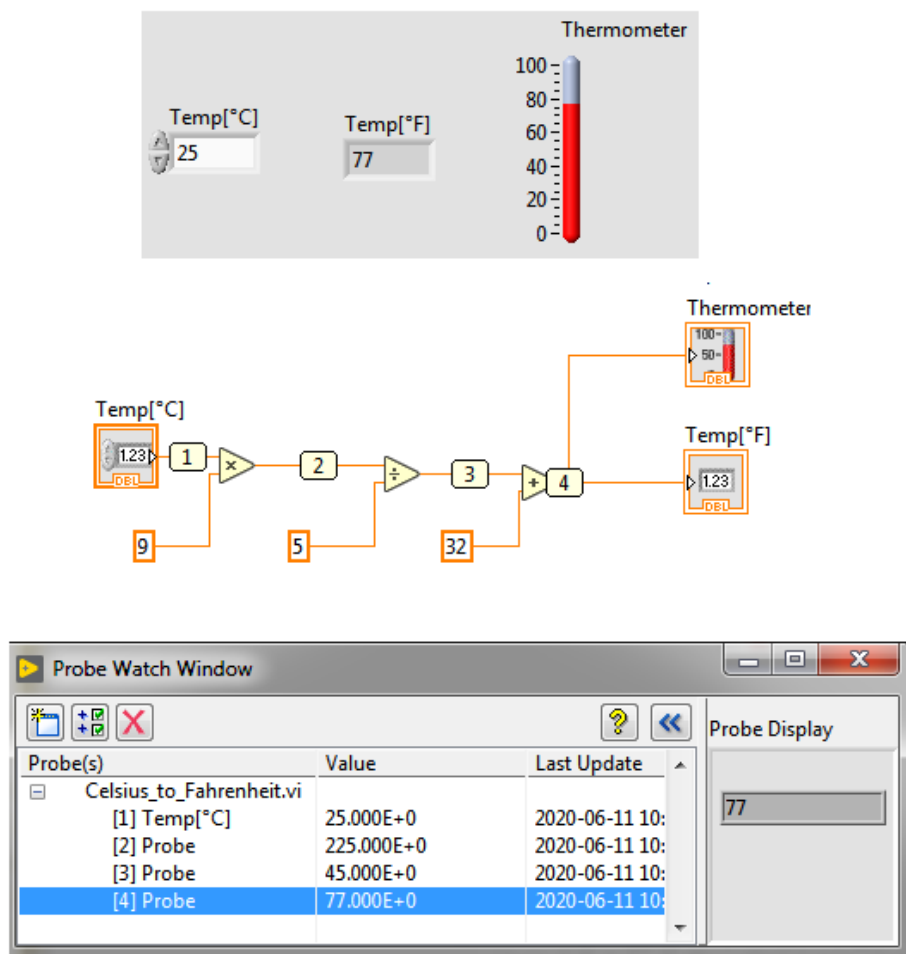
8.2.1.5. Futtatás és hibakeresés

A törött VI olyan, ami nem fejeződhet be vagy nem futtatható. A futtatás gomb ilyenkor törött nyílként jelenik meg, ezzel jelezve, hogy a VI problémás. Mindez teljesen normális, amíg a VI szerkesztés alatt van, nincsenek összekötve az objektumok. Néha szükség van arra, hogy pontosan lássuk, milyen állapotban van futtatáskor a VI, hol vannak az adatok, hol van az adatáramlás elakadva. Erre van egy lehetőség az „Execution Highlighting” gomb megnyomásával.

A program lefutásakor a különböző csomópontok kimeneteit is le tudjuk ellenőrizni, ha a vezetékre úgynevezett **probe**-okat (mérőfejeket) teszünk le. Ezt szemlélteti a 8.16. ábra, amikor ennek a modul bemenetére egy 25 °C-os hőmérsékletű érték kerül, az 1., 2., 3. és 4. mérőfejek (probe-ok) különböző értékeket mérnek az adatáramlás és -feldolgozás folyamán. Az eredményt Fahrenheitban két különböző kimeneti terminálra csatoltuk kijelzés céljából.

8.2.1.6. Programozási struktúrák felépítése

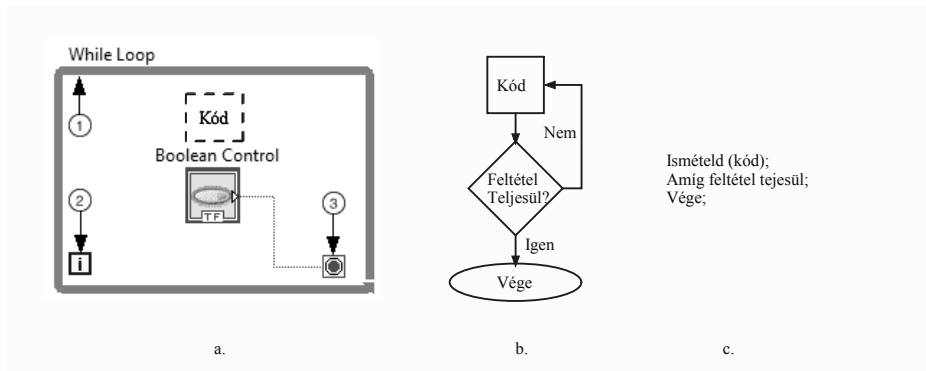
A végrehajtási struktúrák tartalmazzák a grafikus kódrészleteket és szabályozzák, hogy miként, mikor és hányszor hajtódik végre a belső kód.



8.16. ábra. Probe-ok használata LabVIEW környezetben

A leggyakoribb ilyen struktúrák, melyeket a klasszikus programozási nyelvekből is ismerhetünk, az a „While” ciklus, „For” ciklus és „Case” struktúrák, amelyek felhasználhatók ugyanazon kódrészlet többszöri és/vagy feltételes végrehajtásához.

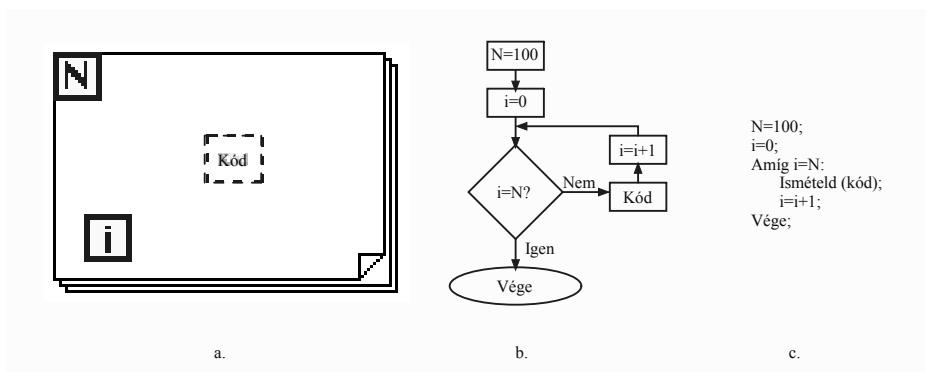
A „While” ciklust szemléltetjük a 8.17. ábrán LabVIEW grafikus formában (a), folyamatábrán (b) és pszeudokódban (c), mely leginkább a klasszikus programozási nyelvekhez hasonlít. A „While” ciklus struktúráját a Structures palettán találjuk, a kurzor segítségével egy virtuális téglalapot



8.17. ábra. a) LabVIEW „While” ciklus b) Folyamatábra c) Pszeudokód

rajzolunk (1) az ismételni kívánt grafikus kódrészlet köré a blokkdiagramon. Az egér elengedésével a struktúra körülveszi a kiválasztott objektumokat. A ciklus addig hajtódik végre, amíg a feltételes terminál kimenete hamis (false) lesz, mely a ciklus végét jelenti (3). A négyzetben „i”-vel jelölt objektum (2) az iterációs kimeneti terminál, mely számontartja a végrehajtott iterációk számát (ciklusszámláló). Ez a szám mindig 0-tól kezdődik a „While” ciklus esetében, ugyanakkor a ciklus legalább egyszer lefut.

A „For” ciklust szemléltetjük a 8.18. ábrán LabVIEW grafikus formában (a), folyamatábrán (b) és pszeudokódban (c). Hasonlóképpen helyezzük el a



8.18. ábra. a) LabVIEW "For" ciklus b) Folyamatábra c) Pszeudokód

„For” struktúrát mint a „While” esetében. Az i-vel jelölt objektum szerepe ugyanaz, mint a „While” esetében. Az „N” bemeneti terminál segítségével

konfigurálható, hogy hányszor hajtja végre a belső grafikus kódrészletet, melyet a „For” struktúra magába zár. A „For” struktúra abban különbözik a „While” struktúrától, hogy a belső kód egy meghatározott számú alkalommal hajtódik végre.

8.2.1.7. Soros kommunikáció megvalósítása LabVIEW-ben

Virtuális mérések megvalósításához először is szükségünk van adatokra, amiket valamilyen kommunikációs csatornán keresztül kapunk meg.

A következő példában a VISA szoftver erőforrásokat felhasználva egy soros kommunikáció felépítését mutatjuk be. A 8.19. ábrán látható a „VISA Write & Read.vi” futtatás közben. A programban a COM3 soros kommunikációs portot választottuk ki, ahol a soros portot úgynevezett loopback (a TX és RX vonalak összekötve) bekötésben használjuk. A baud rate-et 19200 bps-re, 8 adatbit, paritás nélküli, 1 stop bit-tel és adatáramlás-szabályozás (flow control) nélkülire állítottuk. A kimeneti bufferbe 10 byte-ot írunk, de csak 5 byte-ot olvasunk vissza, amint az ábrán is látható. A VI-ban megvalósított grafikus kód látható a 8.20. ábrán. Az első lépés a soros kommunikációs port konfigurálása. A fő VI (VISA Write & Read.vi) bemeneti objektumait bekötjük a „VISA Configure Serial Port (Instr).vi” konfigurációs subVI bemeneteire. Az eddig felsorolt bemeneteken kívül, még két konstans értéket is bekötünk a subVI bemeneteire, a 10-es ASCII karakterű (0x0A = LF) újsor karaktert és egy 10 000 ms nagyságrendű értéket melyet a konfigurációs VI időzítésre (timeout) használ fel. A subVI hiba kimenete és a VISA resource name (ami a COM3 jelen esetben) továbbterjed a „VISA Write” író subVI felé, mely bemenetként még a „write buffer” string típusú adatát is fogadja, majd az adatokat a COM3-ra csatolt erőforrás felé továbbítja. Miután a buffer tartalmának kiírása megtörténik az író subVI segítségével, egy 10 ms-os várás után, melyet a Time Delay objektum biztosít (a bemenetén 0,01 s értékű konstanssal van konfigurálva), megtörténik a „VISA Read” subVI által a soros portról „byte count” számú byte (karakter) kiolvasása. A „VISA Read” subVI kimenete a read buffer bemenetére van kötve, ezáltal a kiolvasott karakterek a kimeneti read bufferbe kerülnek át kijelzés céljából. Ezután a „VISA Close” lezárja a kommunikációs csatornát, felszabadítva az erőforrást, így ezentúl a soros „COM3” erőforráshoz más programok is hozzáférhetnek. Bármilyen hibát, mely a kommunikáció során előfordulhat, a „Simple Error Handler.vi” nevezetű subVI kezel le, mely hiba esetén egy modális ablakkal jelzi a hiba forrását és leírását.

VISA resource name
COM3

byte count
5

baud rate (9600)
19200

data bits (8)
8

parity (0:none)
None

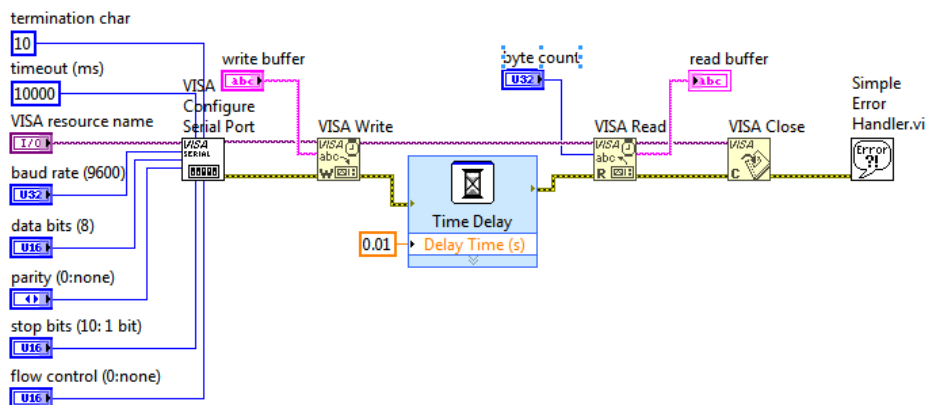
stop bits (10: 1 bit)
1.0

flow control (0:none)
None

write buffer
1234567890

read buffer
12345

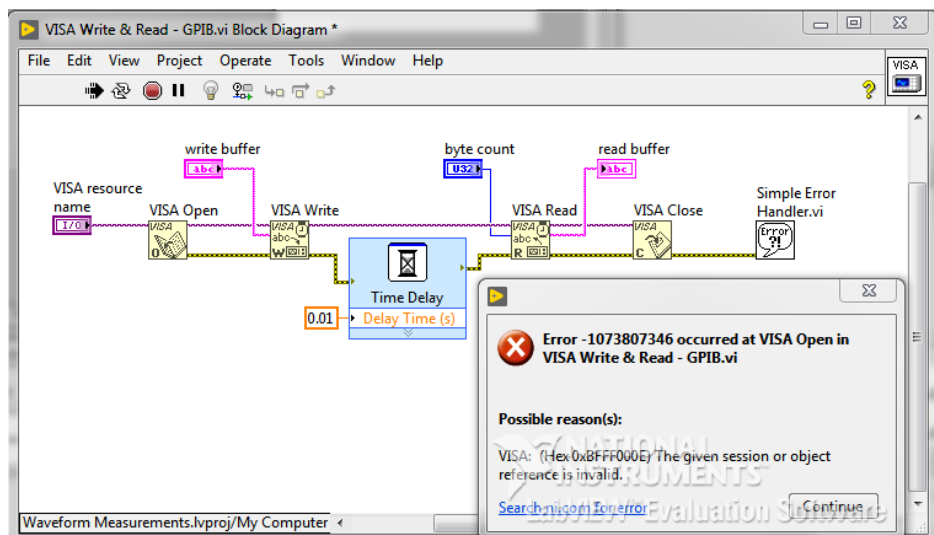
8.19. ábra. VISA soros kommunikáció futás közben



8.20. ábra. VISA soros kommunikáció tömbvázlat

8.2.1.8. GPIB kommunikáció megvalósítása LabVIEW-ben

Hasonló módon, mint a soros kommunikáció esetén, van lekezelve a VISA segítségével a GPIB kommunikáció megvalósítása, elrejtve annak jellegzetességeit, ezért nem részletezzük a továbbiakban. A hibakezelés szemléltetése végett bemutatjuk a 8.21. ábrán a „VISA Write & Read - GPIB.vi” blokk diagramját és egy nem létező GPIB erőforrás megnyitásakor jelentkező hibaüzenetet, melyet a „Simple Error Handler.vi” subVI jelenít meg.



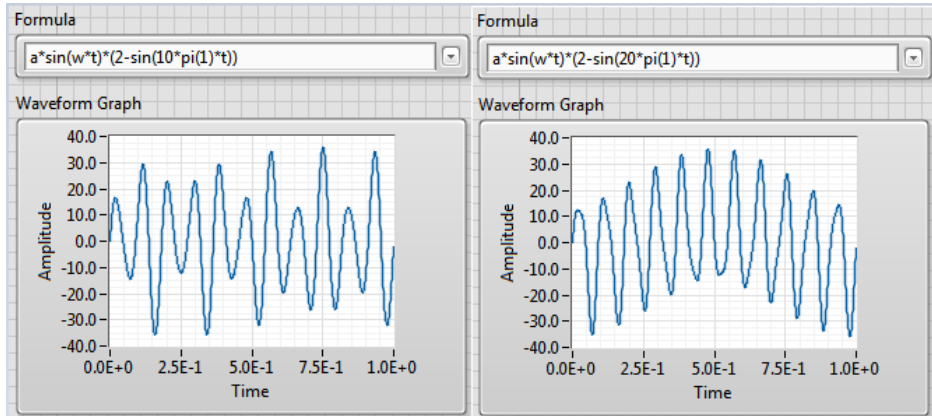
8.21. ábra. VISA GPIB kommunikációs tömbvázlat és hiba

8.2.2. Virtuális mérőrendszerek felépítése

8.2.2.1. Jelek generálása LabVIEW-ben

Időnként szükségünk van bizonyos jelek kigenerálására, melynek paraméterei könnyen állíthatóak (például egy jelgenerátor felépítésére). Ilyenkor hasznos lehet a „Formula Waveform.vi” használata, erre mutatunk be egy példát. Ez a VI bármilyen stringként megadott egyenletet fel tud dolgozni és kiértékelni. Ugyanakkor a stringben szerepelhetnek paraméterként az f , a , w , n , t , fs paraméterek melyeknek jelentése: (f – frekvencia, a –

amplitúdó, w – körfrekvencia, n – minták száma, t – eltelt idő, fs – mintavételezési frekvencia). Tekintsük a következő egyenlettel leírt jelformát: A 8.22. ábrán 2 példát mutatunk be, mindkét példánál a frekvencia 11 Hz,



8.22. ábra. Formula.vi példák

az amplitúdó 12, a minták száma 1000 és a mintavételezési frekvencia 1 kHz. A Formula.vi konfigurációja a 8.23. ábrán látható.

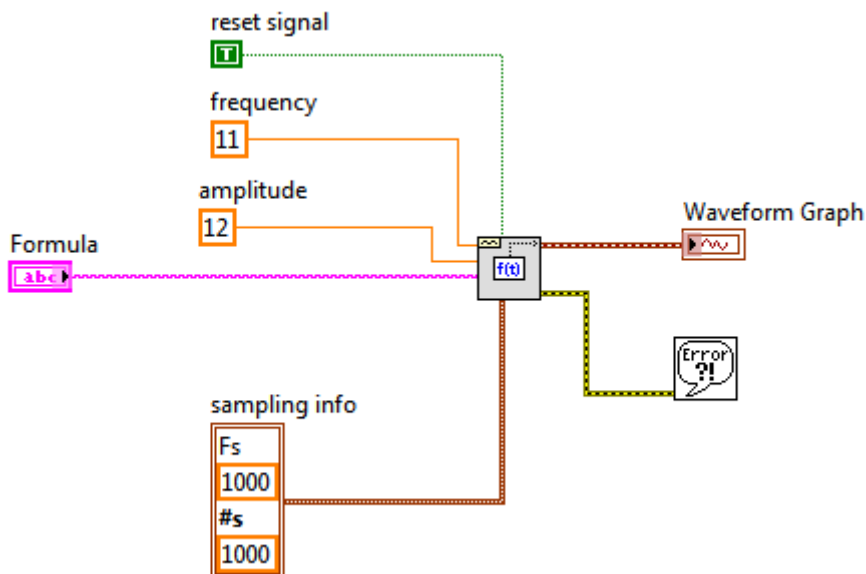
Egy másik szemléletes példa a 8.24. ábrán látható négyyszögjelek generálása Fourier-sorba fejtéssel három, illetve négy szinuszos tag összegeként. Az előbbi példákhoz képest a képletek módosításán kívül lecsökkentettük az fs mintavételezési frekvenciát 100 Hz-re. Az ábrán (bal $u1$ és jobb oldalon $u2$) látható jeleket a következő képletekkel írjuk le Fourier-sorba fejtéssel:

$$\begin{aligned}
 u1(t) &= a \cdot \frac{1}{2} + a \cdot \frac{2}{\pi} \sin(t) + a \cdot \frac{2}{3\pi} \sin(3t) + a \cdot \frac{2}{5\pi} \sin(5t) \\
 u2(t) &= a \cdot \frac{1}{2} + a \cdot \frac{2}{\pi} \sin(t) + a \cdot \frac{2}{3\pi} \sin(3t) + a \cdot \frac{2}{5\pi} \sin(5t) + a \cdot \frac{2}{7\pi} \sin(7t),
 \end{aligned}
 \tag{8.2}$$

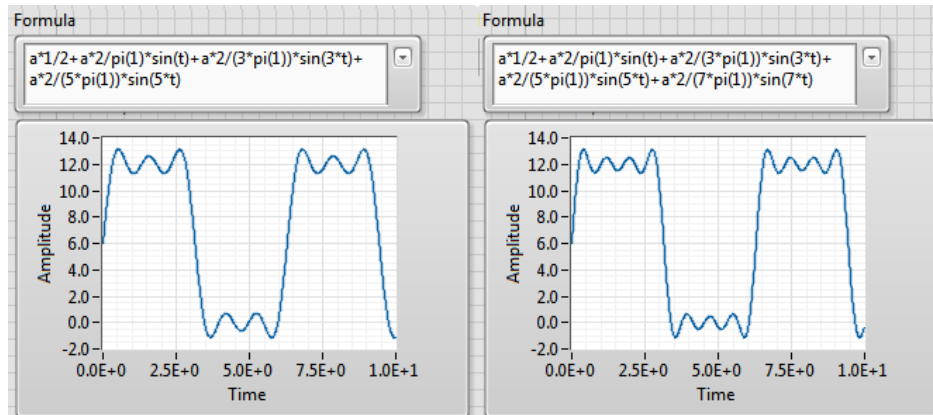
ahol a az amplitúdó, melynek értéke 12.

8.2.2.2. Jelek feldolgozása és mérése LabVIEW-ben

A LabVIEW segítségével a jelek feldolgozását is könnyűszerrel megoldhatjuk a beépített objektumokkal. Erre mutatunk egy példát a 8.25. ábrán, ahol feltételezzük, hogy a (8.3) képlet által leírt jelformát mértük meg.



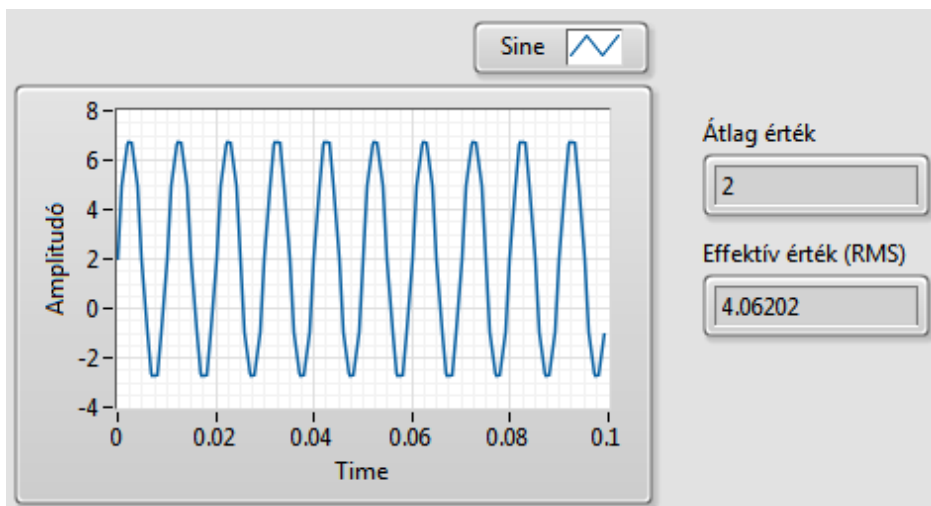
8.23. ábra. Formula.vi konfigurációja



8.24. ábra. Nem ideális négyszögjelek generálása Fourier-sor segítségével

A bemenőjel egy 100 Hz-es frekvenciájú, 5 V-os amplitúdójú és 2 V offset eltolással rendelkezik és pillanatnyi értékét az

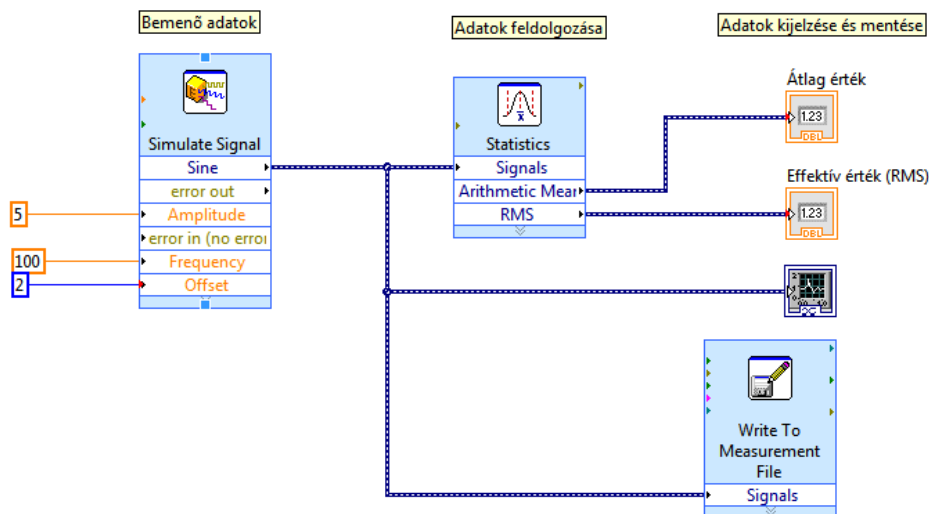
$$u(t) = 2 + 5 \cdot \sin(2\pi \cdot 100 \cdot t) \quad (8.3)$$



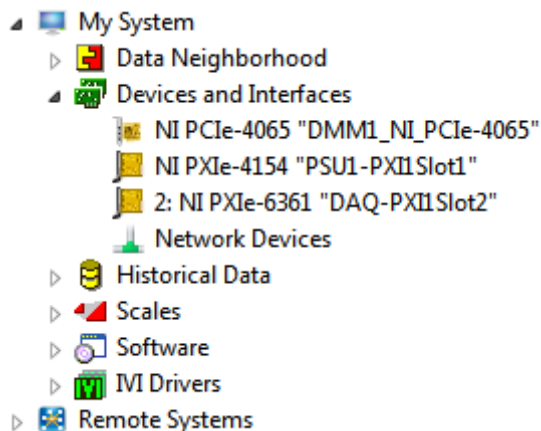
8.25. ábra. A vizsgált jel idődiagramja és az átlag, illetve effektív értéke

egyenlet írja le. A mérési eredményeket feldolgozzuk, és kiszámoljuk a jelnek az átlag, illetve effektív értékét a beépített VI objektumok segítségével. Az eredményeket számszerűen megjelenítjük. Az adatokat idődiagramon való megjelenítésén és a számolások elvégzésén kívül külső állományban is tároljuk a későbbi offline feldolgozás végett. Ennek a folyamatnak a grafikus kódja látható a 8.26. ábrán.

A LabVIEW virtuális mérőeszközök fejlesztésekor nem mindig van lehetőség a fizikai mérőeszközhöz való hozzáféréshez. Ezért az alapkommunikáció felépítéséhez lehetőség nyílik virtuális eszközök létrehozására, illetve a rendszerben létező eszközök tesztelésére és mérési eredményeinek vizualizációjára. A 8.27. ábrán a Measurement & Automation Explorer eszközkészítő szoftver segítségével látható a PXI-rendszerben található mérőeszközök. Néhányat ezen műszerek közül bemutattunk a 8.7. ábrán, ahol egy PXI alapú rendszert állítottunk össze a *Szabványos mérőinterfészek és protokollok a virtuális mérőrendszerek HW kialakítására* alfejezetben. Távoli rendszerek eszközeit is itt tudjuk nyomon követni a Remote Systems menüpont alatt. Ugyanakkor lehetőség van közvetlenül mérni/tesztelni a mérőeszközöket, melyet a 8.28. ábrával példázunk, ahol egy PXIe-6361 DAQ (Data Acquisition) mérőműszer konfigurációs/tesztelési paneljét láthatjuk. Az első lépésben (Select Port) kiválasztjuk a konfigurálni kívánt portot, mely a mérőműszer esetében port0, port1 vagy port 2 lehetséges. Jelen esetben



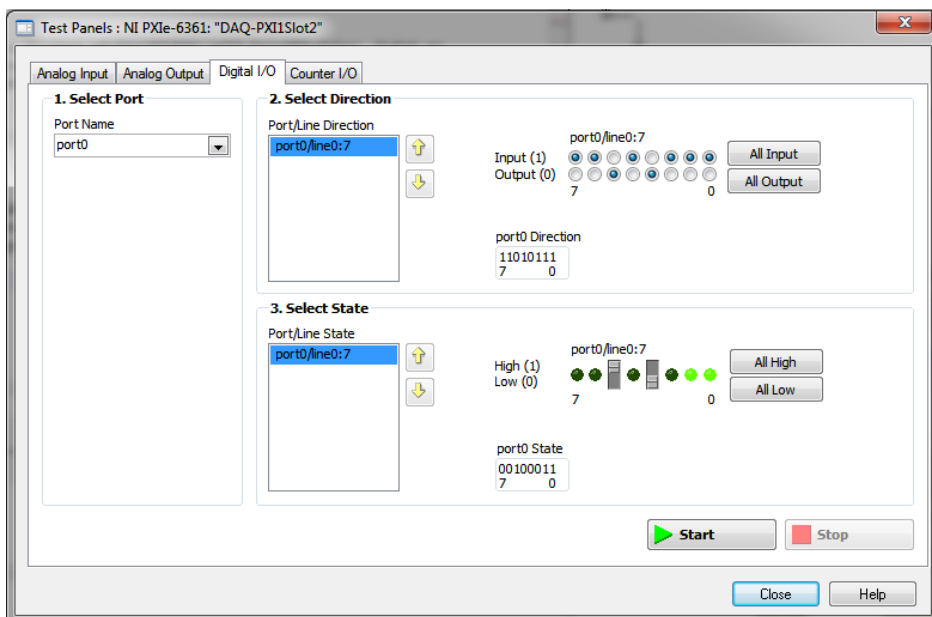
8.26. ábra. A vizsgált jel feldolgozási lépései



8.27. ábra. Az eszközök nézete Measurement & Automation Explorer alatt

a port0-t választottuk ki. Második lépésként (Select Direction) konfiguráljuk a port irányát, mely szerint a port lábai (pins) lehetnek bemenetek vagy kimenetek. Jelen esetben a port0 harmadik és ötödik lába digitális kimenetnek van konfigurálva, az összes többi pedig digitális bemenetnek. A lábak 0-tól 7-ig vannak számozva. A harmadik elkülönített grafikus részen (Select

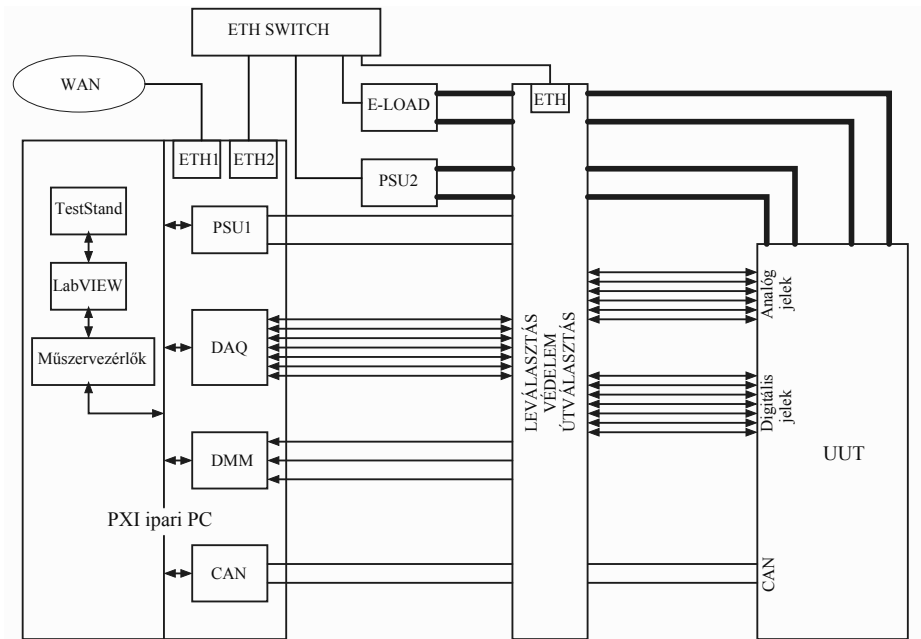
State) beállíthatjuk a digitális kimenetek logikai állapotát, jelen esetben a harmadik kimenet alacsony logikai „0”-ra, az ötödik kimenet pedig magas logikai „1”-re van állítva, melyeket a kapcsolók szemléltetnek. Ugyanakkor a bemenetek állapotát a LED-ek állapota jelzi, jelen esetben a 0-ás és az 1-es bemenet logikai „1”-es állapotban van, az összes többi bemenet pedig logikai „0”-ás állapotban. A grafikus kijelzésen kívül a port irány és adatregisztere is kijelzésre kerül, ahol az irányregiszterben (port0 Direction) az „1”-es bemenetet, „0”-ás kimenet konfigurál, az adatregiszterben (port0 State) a port0 lábain levő digitális kimenetek/bemenetek értékeit tartalmazzák.



8.28. ábra. A PXIe-6361 DAQ digitális ki- és bemeneteinek tesztpanelje

8.2.3. Automata mérőrendszerek felépítése

Most, hogy megismerkedtünk különböző mérőműszerekkel, ezeknek a kezelésével, programozásával, a műszerprotokollokkal, jelek mérésével és generálásával, virtuális műszerek felépítésével, megnézhetjük, hogyan integrálódnak mindezek egy nagyobb rendszerbe. Mindezt egy konkrét példán keresztül mutatjuk be, a 8.29. ábrán levő automata mérő- és tesztrendszer segítségével.



8.29. ábra. Automata mérőrendszer

Az automata mérőrendszer célja az UUT (Unit Under Test) tesztelése ipari körülmények között, az UUT felprogramozása, az UUT különböző állapotaiban az általa generált digitális és analóg jelek mérése, begyűjtése, feldolgozása, kiértékelése és az adatok megjelenítése a PC-n futó felhasználói szoftver segítségével. A tömbvázlaton egy PXI alapú ipari számítógépet láthatunk. Az ipari számítógépen Windows operációs rendszer van feltelepítve. Az automata mérőrendszert vezérlő szoftver TestStand szoftvercsomag segítségével van megírva, melyet a következő alfejezetben tárgyalunk részletebben. A TestStand-en keresztül hozzáférünk a grafikus G programozással megírt LabVIEW modulokhoz, mely segítségével elérjük a műszervezrlőket, és amellyel a különböző mérőműszerek lekezelése történik. A PXI alvázba vannak beszerelve a PSU1, DAQ, DMM, CAN alegységek (modulok), illetve az ETH1, ETH2 Ethernet modulok. Az ETH1 szerepe a külső hálózattal való kapcsolat megteremtése, melyen keresztül a rendszer egy nagyobb rendszerbe illeszthető a mérési és teszteredmények továbbítása céljából. Az ETH2 egy belső műszerhálózathoz csatlakozik az ETH SWITCH-en keresztül, melyhez olyan műszerezettség csatlakozik, mely nem a PXI alvázban

található, de ugyancsak a teszt- és mérőrendszer része. Ilyen a PSU2 tápegység, az E-LOAD elektromos műterhelés, illetve a LEVÁLASZTÓ egység, mely elektromosan elszigeteli a tesztelendő UUT egységet. A PSU1 szerepe a gyenge áramú táplálást biztosítani az UUT-nek, például felprogramozás szempontjából, az alap működési feltételek megteremtése céljából. A DAQ (Digital Acquisition) segítségével analóg és digitális jeleket közvetíthetünk az UUT felé, illetve be is gyűjthetünk ugyanilyen jeleket. A DMM (Digital Multimeter) segítségével feszültséget és áramokat mérhetünk az UUT különböző pontjain. A CAN modul szerepe az UUT-vel való kommunikáció megteremtése és az adatok közvetítése. A PSU2 szerepe biztosítani a nagyfeszültségű/nagyáramú jeleket az UUT-nek, ha szükséges a működtetéséhez. Az E-LOAD műterhelés segítségével pedig le tudjuk terhelni az UUT-t. A középső egység szerepe biztosítani a teljes leválasztást az UUT és a műszerezettség között, nyilván ez az egység állhat akár több kisebb egységből is, ugyanakkor védelmet is biztosít, az UUT esetleges meghibásodása esetén szétkapcsolja az UUT-t a többi műszerezettségtől és az ipari számítógéptől. Egy másik fontos szerepe az UUT csatlakozó vagy mérőpontjain mért jelek továbbítása a mérőműszerek felé, illetve ezeknek a jeleknek a multiplexelése, ha ezt a rendszer megköveteli (például nincs elég analóg bemenet a DAQ kártyán), vagy a megfelelő kapcsolások elvégzése (útválasztás), hogy a DMM áramot vagy éppen feszültséget mérjen két mérőpont között (mivel a DMM esetében különböző bemenetekre kell csatlakozni áram- vagy feszültségméréskor).

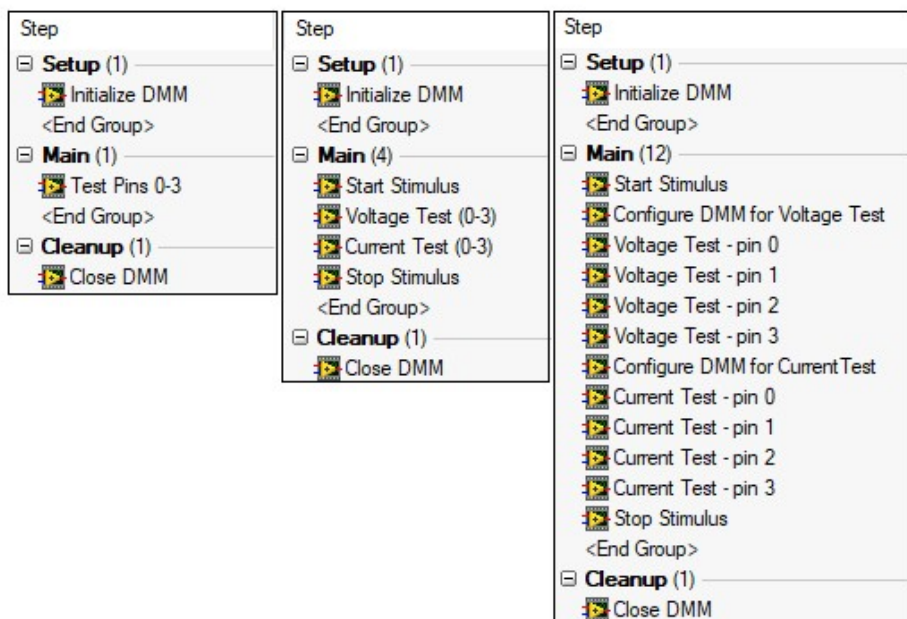
8.2.4. Automata mérőrendszerek programozása

A TestStand szoftvercsomagot a National Instruments fejlesztette ki, hogy elősegítse az automatizált mérő-, tesztelő- és validációs rendszerek gyors fejlesztését. Az ebben a programozási környezetben megírt kódok segítségével könnyűszerrel, natívan lehet naplózni a teszteredményeket egy jelentésbe (test report) vagy egy adatbázisrendszerbe. A TestStand programsorok különböző szekvenciákból (szoftver-kódmodulok) épülnek fel, melyek könnyen parametrizálhatók. Ezenkívül a TestStand elő van készítve/ lehetőséget ad más nyelven írott kódrészletek futtatásához, mint például a LabVIEW, C, C++, .NET és a Python.

Egy mérő- és tesztrendszer tervezésekor fontos meghatározni a szekvenciák granularitását, feldaraboltságát, ami az egyes kódrészletek funkcionálisának terjedelmét jelenti a tesztrendszerben. Az alacsony granularitású

tesztszekvencia néhány szekvenciából áll, melyek mindegyike több funkciót hajt végre, míg a nagy granularitású szekvencia sok alszekvenciát hív, mindegyik kisebb hatáskörrel, funkcióval. Mindegyiknek megvan az előnye és hátránya. Az **alacsony granularitás** esetén könnyebb a főszekvencia karbantartása, hatékonyabb, mivel kevés alszekvencia hívás történik. A **nagy granularitás** esetén a szekvenciaállományok könnyebben olvashatók, viszont a túlzott feldaraboltság miatt nőhet a rendezetlenség, viszont a problémák és hibák könnyen elkülöníthetőek az egyes modulokban, mely a 8.30. ábrán látható.

Low Granularity ←————→ High Granularity



8.30. ábra. A TestStand szekvencia különböző feldaraboltsága. Forrás: www.ni.com

Ugyanakkor az ábrán észrevehető a TestStand szekvenciáknak az általános felépítése, mely áll egy **Setup** részből, ahol általában a műszerezettség konfigurációja történik, és egy **Main** részből, ahol a tesztszekvencia lényegi része hajtódik végre, maga a tesztelési folyamat. Ha a legrészletesebb (legjobb oldali) szekvencia lépéseit nézzük, ez kezdődik egy Stimulus szekvenciával, ami lehet például egy analóg kimeneten egy időben változó/periódikus

vagy akár állandó jel, aminek hatására elvárjuk, hogy az UUT (Unit Under Test) a 0, 1, 2 és 3-as lábakon valamilyen módon reagáljon és következetesen időben stabil értékeket állítson elő, melyeket a következő négy sorban a DMM feszültségre való konfigurálása után sorozatosan megmérünk, majd hasonlóképpen járunk el az árammérés esetében is. Általánosan véve komplexebb teszt- és mérőrendszerek felépítése esetén (lásd 8.29. ábra) ennél sokkal több minden történik, ilyen például az UUT különböző mérőpontjai közötti ellenállásmérések elvégzése, az UUT betáplálása, felprogramozása, digitális/analog kimenetek állítása, analog/digitális bemenetek beolvasása, sorozatszám kiolvasása, illetve parancsok kiküldése és adatok beolvasása különböző kommunikációs csatornákon, mérőinterfészen keresztül, az UUT különböző állapotba parancsolása, nyugalmi (Standby) áramok, alvó áramok (Sleep) mérése, védelmek lekezelése, felhasználói interfész lekezelése stb. UUT-tól és specifikációtól függően ez változik. A tesztelő szoftver végrehajtja ebben a fázisban a tesztspecifikáció által leírt lépéseket. Általában az UUT által mért értékek (ha képes ilyenre) összehasonlításra kerülnek a mérőrendszer által mért adatokkal, vagy csak a mérőrendszer által mért adatok kerülnek kiértékelésre és összehasonlításra a specifikációban meghatározott referenciaértékekkel. Ha minden érték a megengedett intervallumon belül van egy előre meghatározott abszolút mérési hibával, akkor az UUT teszt eredménye sikeres és az UUT elfogadható terméként lesz kezelve. Jelen esetben egy egyszerűbb tesztlépés-sorozattal van dolgunk. Általában a **Setup** szekvenciában történik az erőforrásokhoz való hozzáférés kérése, és a **Cleanup** részben történik az erőforrások felszabadítása, amit a Setup részben felhasználtunk, jelen esetben a DMM (Digital Multimeter)-t. Általában a Cleanup a Setup fordítottja, ezáltal egy jól felépített/lekezelt szekvencia, miután lefut, például a setup részben megnyitott/használt erőforrásokat a cleanup részben lezárja (ugyanúgy hagyja az erőforrásokat, ahogy kapta), illetve növeli annak az esélyét, hogy a szekvencia nem fog függeni az előzőleg végrehajtott szekvenciáktól, növelve a kód kezelhetőségét, modularitását.

Mivel a TestStand szekvenciákat hajt végre, minden szekvencia eredményeit összegyűjti és beépíti a jelentésbe, melyet a program lefutása után kigenerál és egy emberi szem által is könnyen olvasható formátumú állományba naplóz, melyben könnyen lehet keresni, kiértékelni az esetleges hibákat. A tesztszekvencia lefutási idejét és az alszekvenciák lefutási idejét is mérni lehet, ezáltal lehet majd optimalizálni a teljes lefutási időt a kódrészletek optimalizálásával, mely gyártási sorokon nem egy elhanyagolható szempont.

A TestStand támogatja a párhuzamos tesztelési lehetőségeket, mely több termék egyidejű tesztelését foglalja magába. A párhuzamosítással lecsökken a tesztelő gyártósorokon a termékek tesztelési ideje, ugyanakkor a tesztrendszerben meglévő műszerek megoszthatóak több tesztcsatlakozó között, lecsökkentve az üresjáratot, amíg a műszerezettség nincs kihasználva, további hardverköltések nélkül. Az UUT-k **klasszikus soros módszer** tesztelési sorrendjét a 8.2. táblázat mutatja be. Látható, ahogy a tesztek egymás után következnek: először az UUT1 tesztelődik (Test1, Test2, Test3), majd az UUT2 és az UUT3 tesztlépései hajtódnak végre, viszont egy időben csak egyetlenegy UUT tesztlépései hajtódnak végre. A fentebb leírt módszer

UUT1	Test1	Test2	Test3									
UUT2				Test1	Test2	Test3						
UUT3							Test1	Test2	Test3			
UUT4										Test1	Test2	Test3

8.2. táblázat. Az UUT-k soros tesztelési szekvenciája

időigényes és nem célravezető, látszik, hogy sok az üresjárat. A **párhuzamos tesztelési módszer** előnyösebb, kihasználja ezeket az üresjáratokat. Ezt a módszert a 8.3. táblázatban mutatjuk be, ahol látható, hogy vannak olyan esetek, amikor egyszerre akár három UUT is tesztelődik. Ezeket az alszekvenciákat úgy kell kigondolni, hogy a különböző szekvenciák ne használják ugyanazokat az erőforrásokat (például mindegyik tesztlépés más-más műszert használ), ellenkező esetben szinkronizálni kell őket az erőforrások készenlétéig.

UUT1	Test1	Test2	Test3			
UUT2		Test1	Test2	Test3		
UUT3			Test1	Test2	Test3	
UUT4				Test1	Test2	Test3

8.3. táblázat. Az UUT-k párhuzamosított tesztelési szekvenciája

Egy harmadik módszer az **automatikus ütemezés módszere**, amikor még jobban ki lehet használni a párhuzamosítás előnyeit, amivel az előbb bemutatott párhuzamos teszteléssel szemben még további 10-15%-kal lehet javítani a műszer felhasználási arányát azáltal, hogy kiküszöböli a tétlenségi idő nagy részét, kihagyva azokat a tesztek, amelyek erőforrások megszerzésére várnak, és egy későbbi időpontra ütemezi ezeket. Ezt a módszert a 8.4. táblázatban mutatjuk be. Az automatikus ütemezés módszerének

UUT1	Test1	Test2	Test3	
UUT2	Test2	Test3		Test1
UUT3	Test3		Test1	Test2
UUT4		Test1	Test2	Test3

8.4. táblázat. Az UUT-k automatikus ütemezésű tesztelési szekvenciája

használatát viszont megköveteli, hogy az ütemezett szakaszban levő tesztek bármilyen sorrendben végrehajthatók legyenek és függetlenek legyenek az előző teszt eredményektől, ami egy komplex tesztrendszer esetében nem mindig vagy nehezen kivitelezhető bármilyen esetben. Van, amikor a teszt-specifikációban már rögzítve van bizonyos sorrend, amit be kell tartani az UUT funkcionális tesztelése érdekében.

IRODALOMJEGYZÉK

- BENTLEY, J. P.
2005 *Principles of Measurement Systems*. Pearson Prentice Hall, Harlow.
- BREED, G.
2003 *Bit Error Rate: Fundamental Concepts and Measurement Issues. High Frequency Electronics*. January 2003, pp. 46-48
- BRUNELLI, A.
2017 *Calibration Handbook of Measuring Instruments*. ISA-International Society of Automation.
- DRUGĂ, C., BRAUN, B., CISMARU, M., TURCU, C.
2005 *Introduction in Virtual Instrumentation concept*. COMEC 2005, DSpace at Transilvania University of Braşov, Mechanical Engineering.
- FOŞALĂU, C.
2010 *Introducere în instrumentația virtuală*. Ed. CERMI, Iași.
- ILIESCU, C., GOLOVANOV, C., SZABO, W., SZÉKELY, I., BĂR-
BULESCU, D.
1983 *Măsurări electrice și electronice*. Ed. Didactică și Pedagogică. București.
- JUNG, W.
2005 *Op amp Applications Handbook. Analog Devices*. Elsevier, Oxford.
- KUCZMANN, M.
2006 *Jelek és rendszerek*. Széchenyi István Egyetem, Győr, Humánérőforrás fejlesztési operatív program.
- KUND, CS.
2011 *Vezeték nélküli megoldások a távközlésben. Szakmai segédlet*. NMK HiT továbbképzés.
- MARKIEWICZ, H., KLAJN, A.
2004 *Perturbații de tensiune. Standard EN 50160. Caracteristicile tensiunii în rețele de distribuție publice*. SIER și European Copper Institute.

- MATOLCSY, B.
2016 *Szélessávú impedanciaillesztések vizsgálata mikrohullámú áramkörökben*. TDK, BME.
- MITRA, S.
2001 *Digital Signal Processing. A Computer Based Approach*. McGraw Hill Erwin. New York.
- MORRIS, A. S.
2001 *Measurement and Instrumentation Principles*. Butterworth-Heinemann, Oxford.
- NÉMETH, J.
2012 *Méréstechnika*. Nyugat-Magyarországi Egyetem
- NORTHROP, R. B.
2005 *Introduction to Instrumentation and Measurements*. Taylor & Francis, CRC, Boca Raton.
- PURKAIT, P., BISWAS, B., DAS, S., KOLEY, C.
2013 *Electrical and Electronics Measurements and Instrumentation*. McGraw Hill Education, New Delhi.
- SCHNELL, L.
1985 *Jelek és rendszerek mérés technikája*. Műszaki Könyvkiadó, Budapest
- SPIELER, H.
2002 *Measurements III, Electronic Noise*. ICFA Instrumentation School, Istanbul.
- SUMATHI, P., SUREKHA, P.
2007 *LabVIEW Based Advanced Instrumentation Systems*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg.
- SZABO, W., SZÉKELY, I.
1982 *Măsurări electrice și electronice. Vol. I*. Universitatea din Brașov.
- SZABO, W., SZÉKELY, I.
1989 *Măsurări electrice și electronice. Vol. II*. Universitatea din Brașov.
- SZÉKELY, I., GOES, J., GERIGAN, C., PANĂ, G., STANCA C.
2002 *Measurement of Electronic Devices and Circuits*. Lux Libris, Brașov.

- SZÉKELY, I., SANDU, F.
2003 *Circuite electronice pentru conversia datelor analogice și digitale*. Matrixrom, București.
- SZÉKELY, I., SZABO, W., MUNTEANU, R.
1997 *Sisteme de achiziție și prelucrarea datelor*. Ed. Mediamira, Cluj-Napoca
- TUMANSKI, S.
2006 *Principles of Electrical Measurements*. Taylor & Francis, New York.
- WEBSTER, J.
1999 *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. CRC Press.
- WEBSTER, J., EREN, H.
2014 *Measurements, Instrumentation and Sensors Handbook*. CRC Press.
- XXX
[on-line], *Elektromos zajok*. URL: <http://mti.kvk.uni-obuda.hu/adat/tananyag/passziv/Passziv8Zajok2014.pdf>.
- XXX
[on-line], *Villamos mérések. Oktatási segédlet*. URL: http://www.electro.uni-miskolc.hu/~elkszabo/Oktatas/VA_villamos_alaplabor_meresekek.pdf
- XXX
[on-line], *Using a waveform generator to generate a PRBS signal*. URL: <https://cdn.testequity.com/documents/pdf/PRBS-signal-generation-ab.pdf>
- XXX
[on-line], *Advantest- Hideo Okawara's Mixed Signal Lecture series*. URL: <https://www.advantest.com/documents/11348/3e95df23-22f5-441e-8598-f1d99c2382cb>
- XXX
[on-line], *Quality of supply standards-Is EN50160 the answer?*. URL: <https://www.scribd.com/document/338319144/Power-Quality-White-Paper-from-Schneider-pdf>
- XXX
[on-line], *Passzív szűrők*. URL: <http://mti.kvk.uni-obuda.hu/adat/tananyag/passziv/Passziv13Szurok2014.pdf>

- XXX
[on-line], Pap László, *Elektronika I.* URL: <http://www.hit.bme.hu/~gaal/elektronika/Elektronika1.pdf>
- XXX
[on-line], Matolcsi Balázs, *Szélessávú impedancia illesztések vizsgálata.* URL: <https://tdk.bme.hu/VIK/DownloadPaper/Szelessavu-impedancia-illesztések-vizsgálata>
- XXX
[on-line], *Microunde. Curs.* URL: http://www.afahc.ro/ro/facultate/cursuri/microunde_note_curs.pdf
- XXX
[on-line], *Distortion measurements.* URL: <http://iota.ee.tuiasi.ro/~measure/laboratoare/l6.pdf>
- XXX
[on-line], *Introduction to Network Analyzer Measurements.*, URL: http://download.ni.com/evaluation/rf/Introduction_to_Network_Analyzer_Measurements.pdf, National Instruments.
- XXX
[on-line], *Perturbații de tensiune EN 50160. Ghid de aplicare-Calitatea energiei.*, URL: http://www.sier.ro/Articolul_5_3_4.pdf
- XXX
[on-line], *Bit pattern generator.*, URL: https://www.shf-communication.com/wp-content/uploads/datasheets/datasheet_shf_12105_a.pdf
- XXX
[on-line], *Network Analyzer.*, URL: https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/BTB_Network_2005-1.pdf
- XXX
[on-line], *Bit Error Rate Tester. Tektronix.*, URL: <https://www.tek.com/sites/default/files/media/media/resources/BERTScope-BitAlyzer-Datasheet-65W255386.pdf>
- XXX
[on-line], Gary Breed, *High Frequency Electgronics.*, URL: http://www.highfrequelec.summittechmedia.com/Jan03/HFE0103_Tutorial.pdf
- XXX
[on-line], *A jitter mérése. Mérési eljárások..*, URL: <http://alpha.tmit.bme.hu/meresek/6-9.htm>

- XXX
[on-line], *AN283. Sigma-Delta ADCs and DACs.*, URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/292524291525717245054923680458171AN283.pdf>, Analog Devices. Norwood, Massachusetts
- XXX
[on-line], *Hibaarány mérés. Mérési eljárások.*, URL: <http://alpha.tmit.bme.hu/meresek/6-8.htm>
- XXX
[on-line], Takács, G. *A/D és D/A átalakítók.*, URL: <http://www.eet.bme.hu/~takacs/elektronika/03-ad-da.pdf>, 2015
- XXX
[on-line], Oniga, I., *Digitális elektronika.*, URL: <https://docplayer.hu/31029535-Dr-oniga-istvan-digitalis-technika.html>
- XXX
[on-line], *Understanding Eye-Diagram Methodology for Analyzing High Speed Digital Signals. AND 9075D.*, URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9075-D.PDF>, On Semiconductor, 2015
- XXX
[on-line], *Vezeték nélküli megoldások a távközlésben. Szakmai segédlet. HiT továbbképzés.*, 2011
- XXX
[on-line], *Agilent 16800 Series. Portable Logic Analyzers. Data Sheet.*, URL: <https://cdn.testequity.com/documents/pdf/16800A-qsg.pdf>
- XXX
[on-line], *Logic Analyzer Fundamentals. Primer. Tektronix.*, URL: <https://cdn.testequity.com/documents/pdf/logic-analyzer-fundamentals.pdf>
- XXX
[on-line], *Note de curs.*, URL: http://www.afahc.ro/ro/facultate/cursuri/microunde_note_curs.pdf
- XXX
[on-line], *Saraswat Trends in Integrated Circuits Technology. EE 311 Notes.*, URL: <https://web.stanford.edu/class/ee311/NOTES/Trends.pdf>, 2015

- XXX
[on-line], Randhava,P. *Virtual Instrumentation. Course AEI-802..*, URL: <https://www.slideshare.net/PrincyRandhawa/virtual-instrumentation-labview>, 2015
- XXX
[on-line], *Virtual instrumentation.*, URL: https://www.bharathuniv.ac.in/colleges1/downloads/courseware_ece/notes/BEI704-virtualinstrumentation.pdf
- XXX
[on-line], URL: www.tektronix.com/logic_analyzers
- XXX
[on-line], *Agilent - 8720 Family Microwave Vector Network Analyzers.*, URL: <https://docplayer.net/11213213-Agilent-8720-family-microwave-vector-network-analyzers.html>
- XXX
[on-line], *Bit Error Rate Tester. BitAlyzer Series Data Sheet.*, URL: <http://www.tek.com>, Tektronix, 2016
- XXX
[on-line], *Digitális rendszerek.*, URL: <https://docplayer.hu/168116-Digitalis-rendszerek-ii-dr-turoczi-antal-turoczi-antall-nik-uni-obuda-hu.html>
- XXX
[on-line], *Măsurări în electronică și telecomunicații. Cap. 4 - Măsurarea impedanțelor.*, URL: http://www.comm.pub.ro/_curs/metc/curs/CURSMETc_Cap4_2007.pdf
- XXX
[on-line], *Passzív szűrők.*, URL: <http://mti.kvk.uni-obuda.hu/adatt/tananyag/passziv/Passziv13Szurok2014.pdf>
- XXX
[on-line], *DSA 800 Series Spectrum Analyzer.*, URL: <https://www.rigolna.com/products/spectrum-analyzers/dsa800/>, Rigole Technologies Inc. 2017
- XXX
[on-line], *Datasheet SHF 12105A, Bit Pattern Generator, SHF 12105 A - V002.*, URL: https://www.shf-communication.com/wp-content/uploads/datasheets/datasheet_shf_12105_a.pdf, SHF Communication Technologies AG, – July 21, 2017, 23p

- XXX
[on-line], *Controller Area Network (CAN) Overview.*, URL: <https://www.ni.com/ro-ro/innovations/white-papers/06/controller-area-network--can--overview.html>
- XXX
[on-line], *A Brief Introduction to Controller Area Network.*, URL: <https://copperhilltech.com/a-brief-introduction-to-controller-area-network/>, Copperhill Technologies
- XXX
[on-line], *GPIO Bus.*, URL: http://www.interfacebus.com/Design_Connector_GPIO.html
- XXX
[on-line], *Universal Serial Bus Test and Measurement Class Specification (USBTMC).*, URL: http://sdpha2.ucsd.edu/Lab_Equip_Manuals/USBTMC_1_00.pdf
- XXX
[on-line], *PXI Platform Overview.*, URL: http://pxisa.org/files/resources/PresentationsandTutorials/PXI_Overview.pdf
- XXX
[on-line], *PXI-1 Hardware Specification. PCI eXtensions for Instrumentation.*, URL: http://www.pxisa.org/userfiles/files/Specifications/PXI1_PXIHW_r23.pdf, 2018
- XXX
[on-line], *AXIe Consortium.*, URL: <http://axistandard.org/>
- XXX
[on-line], *VXI bus System Specification VXI-1 Revision 4.0.*, URL: http://www.vxibus.org/files/VXI_Specs/VXI-1_4-020100527.pdf, 2010
- XXX
[on-line], *LXI LAN eXtensions for Instrumentation.*, URL: <https://www.lxistandard.org/>
- XXX
[on-line], *LXI LAN eXtensions for Instrumentation. The LXI Primer Version 1.2.*, URL: <https://www.lxistandard.org/Documents/LXIPrimer/TheLXIPrimer1.2b2015.pdf>, 2015
- XXX
[on-line], *What VISA.*, URL: <https://www.tek.com/support/faqs/what-visa>

- XXX
[on-line], *IVI Foundation and Specifications.*, URL: <https://www.ivifoundation.org/resources/IVIFoundationandSpecifications.pdf>
- XXX
[on-line], *IVI Foundation Getting Started Guide. Your Guide to Getting Started with IVI Drivers.*, URL: <https://www.ivifoundation.org/downloads/IVI-GSG-CurrentVersion.pdf>
- XXX
[on-line], *LabVIEW.*, URL: <https://www.ni.com/ro-ro/shop/labview/labview-details.html>
- XXX
[on-line], *TestStand.*, URL: <https://www.ni.com/ro-ro/shop/electronic-test-instrumentation/application-software-for-electronic-test-and-instrumentation-category/what-is-teststand.html>

ABSTRACT

ELECTRICAL, ELECTRONIC, AND VIRTUAL MEASUREMENTS

The purpose of the book is to aid bachelors and masters students in Computer Science, Automation and Applied informatics, Telecommunication, Mechatronics and Computer-Aided Operation Planning at Sapiientia University of Cluj Napoca. Based on the fact that measuring systems have evolved towards the miniaturization, digitization, and sensor networks formation, the authors give a relatively small space to the basic notions of electrical measurements and classical measurement methods that are absolutely necessary for the understanding of electronic instrumentation, especially digital and virtual measurement systems.

The book is structured into eight chapters. The first four chapters, which represent about 35% of the book's volume, are dedicated to fundamental electrical measurements: measurement basics, electromechanical measuring devices, bridges, compensators, and methods for electrical quantities measurement. The concepts are gradually introduced, presenting only those tools and methods of measurement which are still used today, eliminating most of the classical electric measurements.

The next three chapters, representing about 54% of the volume of the book, treat electronic measuring equipment, starting from the processing circuits of analog signals present in any analog or digital electronic measuring device, continuing with analog-to-digital and digital-to-analog converters and concluding with an extensive analysis of electronic measuring devices and methods of measurement. Thus, in the analog signal processing circuits in electronic measuring instruments (Chapter 5), the attenuators, amplifiers, linear converters of variable voltage, phase-sensitive rectifiers, analog multipliers, linearization circuits, and sample and hold circuits are presented. Special attention is paid to A / D and D / A conversions (Chapter 6), starting with the binary codes used in these converters, continuing with the analysis of the most representative DAC and ADC converters used in digital measuring instruments, emphasizing their features and areas of use from the resolution, speed of conversion, and noise rejection point of view.

Chapter seven is the most extensive one, being dedicated to the presentation, analysis, and use of a very wide area of electronic equipment, describing their latest performance and capabilities. This chapter treats digital multimeters, analog and digital oscilloscopes, hardware and software spectral analyzers, universal counters, impedance measuring devices (impedance meters, Q-meters), distortion meters, and signal generators. A special treatment is given to network analyzers (power quality network analyzers, medium frequency and radio frequency vector network analyzers – S parameters). At the end of the seventh chapter, the measurement of digital signals and systems are treated: logic analyzers, digital pattern generators, and bit error rate testers.

The last chapter, Chapter 8, is dedicated to virtual measurements, as a natural extension of stand-alone or modular digital metering devices. The presentation starts from the evolution of measurement systems to virtual systems, presenting the virtual instrumentation architecture, standards, the hardware measurement interfaces (RS-232, CAN, USBTMC, GPIB, PXI, VXI, LXI) and software programming interfaces. The presentation is continued with a short but professional introduction to building and programming virtual instrumentation in the LabVIEW environment, with examples in signal generation, processing, analysis, and measurement. Finally, an automated measurement system and also the main aspects of TestStand programming environment are presented, which helps engineers quickly develop automated test and validation systems.

The book is made with remarkable graphic illustrations, with many detailed figures, which make it easier to understand the notions regarding electrical, electronic, and virtual measurements.

REZUMAT

MĂSURĂRI ELECTRICE, ELECTRONICE ȘI VIRTUALE

Cartea este un manual universitar destinat studenților de la studiile de licență și masterat din domeniile calculatoare, automatică, telecomunicații, mecatronică și tehnologia construcțiilor de mașini ale Universității Sapienția din Cluj-Napoca. Pornind de la situația de fapt că măsurările s-au dezvoltat în sensul electronizării, digitalizării, miniaturizării și formării de rețele de măsurare, autorii acordă un spațiu relativ redus noțiunilor de bază ale măsurărilor electrice, metodelor de măsurare clasice, absolut necesare pentru înțelegerea instrumentației electronice, în special a celei digitale și a sistemelor de măsurare virtuale.

Cartea este structurată în opt capitole. Primele patru capitole, care reprezintă cca 35% din volumul cărții, sunt dedicate măsurărilor electrice fundamentale: bazele măsurărilor, aparate de măsurare electromecanice, punți și compensatoare și metode de măsurare a mărimilor electrice. Noțiunile sunt dezvoltate gradual, prezentând doar acele mijloace și metode de măsurare care sunt utilizate și în prezent, eliminând mare parte din măsurările electrice clasice.

Următoarele trei capitole reprezintă cca 54% din volumul cărții și tratează aparatura electronică de măsurare pornind de la circuitele de prelucrare a semnalelor analogice, prezente în orice aparat de măsurare electronic analogic sau digital, continuând cu convertoarele analog-digitale și digital-analogice, finalizând cu o amplă analiză a aparatelor de măsurare electronice actuale și a metodelor de măsurare cu acestea. Astfel în capitolul de circuite electronice de prelucrare a semnalelor analogice (cap. 5) se prezintă atenuatoare, amplificatoare, convertoare liniare de tensiune variabilă, redresoare sensibile la fază, multiplicatoare analogice, circuite de liniarizare și circuite de eșantionare-memorare. Se acordă atenție mare conversiilor A/D și D/A (cap. 6), pornind de la codurile binare utilizate în aceste convertoare, continuând cu analiza celor mai reprezentative convertoare DAC și ADC utilizate în aparatura de măsurare digitală, subliniind caracteristicile avantajoase și domeniile de utilizare ale acestora din punctele de vedere ale rezoluției, vitezei de conversie, rejectiei zgomotelor.

Capitolul șapte este cel mai extins, fiind dedicat prezentării, analizei și utilizării unei arii foarte largi de aparatură electronică, cu referiri finale la cele mai noi performanțe și capacități ale acestora. Astfel se tratează multimetrele digitale, osciloscoapele analogice și cu memorie digitală, analizoarele spectrale hardware și software, numărătoare universale, aparatele de măsurare a impedanțelor (impedanțmetre, Q-metre), distorsiometrele și generatoarele de semnal. O atenție aparte se acordă analizoarelor de rețea (analizoare de rețea pentru calitatea energiei electrice de frecvență industrială, analizoare de rețea scalare și vectoriale de frecvență medie și de radiofrecvență - parametri S). La finalul capitolului al șaptelea se tratează mijloacele electronice de măsurare în sisteme digitale: analizoare logice, generatoare de semnătură digitală și aparate de măsurarea erorii de bit.

Ultimul capitol, capitolul 8, este dedicat sistemelor de măsurare virtuală, ca o extensie naturală a aparaturii de măsurare digitale stand-alone sau modularizate. Prezentarea pornește de la evoluția sistemelor de măsurare la sistemele virtuale, prezentând arhitectura instrumentației virtuale, standardele și interfețele de măsurare hardware (RS-232, CAN, USBTMC, GPIB, PXI, VXI, LXI) și interfețele software de programare. Prezentarea este continuată cu o scurtă, dar profesională introducere în construirea, utilizarea și programarea instrumentației virtuale în mediul LabVIEW, cu exemple de generare, procesare, analiză și măsurare a semnalelor. În cele din urmă este prezentat un sistem automat de măsurare și principalele atribute ale mediului TestStand de programare, care îi ajută pe ingineri să dezvolte rapid sisteme automate de măsurare, testare și validare.

Cartea este realizată în condiții grafice remarcabile cu multe figuri, care susțin prezentarea mai inteligibilă a noțiunilor privitoare la măsurările electrice, electronice și virtuale.

A SZERZŐKRŐL

Székely Gyula 1968-ban szerzett villamosmérnöki diplomát a brassói Műszaki Egyetemen. A felsőoktatásban maradt, ahol a Villamosmérnöki Tanszéken tanársegéd (1968–1976), adjunktus (1976–1989), docens (1990–1991) és egyetemi tanár (1992–2009). Doktori értekezését 1978-ban védi meg a brassói egyetemen, *Indukciós hevítésben használt középfrekvenciás tirisztoros inverterek* témakörben. Öt mandátumban a Brassói Transilvania Egyetem Elektronika és Számítógépek Tanszékének a vezetője (1992–2009). Ebben az időszakban számos külföldi egyetemen végez kutatást, európai kutatási programokban vesz részt mint programvezető és kutató. A Sapientia EMTE-n 2010–2013 között, egyetemi tanárként a Marosvásárhelyi Kar dékánja, majd 2013–2017 között az egyetem rektor-helyettese. Jelenleg a Sapientia EMTE emeritus professzora. Tudományos munkásságát az elektronika, mérés technika, jelfeldolgozás, adatgyűjtés területén fejtette ki: 135 tudományos dolgozata, 4 könyve és 12 tankönyve jelent meg. 2000-ben doktori vezető jogot kapott a brassói Transilvania Egyetemen elektronika, távközlés és információ technológia szakterületen. 25 doktorandusz szerzett doktori címet vezetése alatt.

Túró László-Zsolt 2001-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a marosvásárhelyi Petru Maior Egyetemen. Ugyanitt 2002-ben mesteri diplomát szerez. 2000-től 2004-ig szoftverfejlesztő mérnökként dolgozott a marosvásárhelyi Integrasoft cégnél, majd 2004–2012 között az Aages cégnél villamos fejlesztőmérnökként és rendszergazdaként. 2007-től magánvállalkozóként, szoftver- és hardver-fejlesztőmérnökként folytatja tevékenységét. Többnyire beágyazott rendszerek tervezésével és programozásával és ipari teszt- és mérőberendezések tervezésével foglalkozik. 2012-től társult oktató a Sapientia EMTE Marosvásárhelyi Karán, ugyanakkor elkezdte doktori képzését, melyet 2015-ben sikeresen megvéd a brassói Transilvania Egyetem Villamosmérnöki és Számítástechnika Tudományok Karán. 2015-től főállású oktató tanársegédként a Sapientia EMTE Marosvásárhelyi Karán, majd 2016-tól egyetemi adjunktus. Fejlesztői és tudományos munkásságát a szoftver- és hardver-fejlesztés, beágyazott rendszerek, elektronika, mérés technika, jelfeldolgozás, digitálisan vezérelt kapcsolóüzemű tápegységek és Internet Of Things területén fejtette ki.

Scientia Kiadó

400112 Kolozsvár (Cluj-Napoca)

Mátyás király (Matei Corvin) u. 4. sz.

Tel./fax: +40-364-401454

E-mail: scientia@kpi.sapientia.ro

www.scientiakiado.ro

Korrektúra:

Szenkovics Enikő

Műszaki szerkesztés:

Túrócs László-Zsolt

Tipográfia:

Könczey Elemér

Sorozatborító:

Tipotéka Kft.

Nyomdai munkálatok:

F&F INTERNATIONAL Kft.

Felelős vezető: Ambrus Enikő igazgató

A mérési alapfogalmak, valamint a villamos mennyiségek mérési módszereinek az ismerete feltétlenül szükséges a korszerű, digitális elektronikán alapuló mérőműszerek, eljárások és rendszerek megértéséhez. A tankönyv alapvetően a korszerű elektronikus mérési eszközök, eljárások, információk kezelését és virtuális rendszerbe szervezését tárgyalja, ugyanakkor az elektronikus és távközlési rendszerekre szakosodott mérőeszközöknek és eljárásoknak is különös figyelmet szentel. Elsősorban a villamos- és mechanika mérnöki alapfokú és mesteri képzésben részt vevő diákoknak szól, de hasznos és korszerű információkkal szolgál a szakemberek számára is.